

UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID

ESCUELA POLITECNICA



PROYECTO FIN DE CARRERA

**DISEÑO DE FILTROS PASO BANDA EN
MICROONDAS CON LINEAS
ACOPLADAS**

**María Rodríguez García
Madrid, Octubre 2012**

DISEÑO DE FILTROS PASO BANDA EN MICROONDAS CON LINEAS ACOPLADAS

AUTOR: María Rodríguez García
TUTOR: Alejandro García Lampérez

DPTO. DE TEORÍA DE LA SEÑAL Y COMUNICACIONES
ESCUELA POLITÉCNICA
UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID
Octubre de 2012

PROYECTO FIN DE CARRERA

Título: *Diseño de filtros paso banda en microondas con lineas acopladas.*

Autor: *María Rodríguez García*

Tutor: *Alejandro García Lamperez*

Tribunal:

Presidente: *Sergio Llorente Romano*

Vocal: *Ignacio Martínez Fernández*

Vocal secretario: *Guillermo Carpintero*

Fecha de lectura: *Miércoles 31 de Octubre de 2012*

Calificación:

Nuestra recompensa se encuentra en el esfuerzo y no en el resultado.

Mahatma Gandhi

Agradecimientos:

En primer lugar quiero agradecer a mi tutor Alejandro García Lamperez, la oportunidad que me ha ofrecido al realizar este Proyecto Fin de Carrera. También quiero agradecerle su entrega y trabajo.

Por todos los momentos que hemos compartido, por las largas prácticas endulzadas con vuestras bromas, las conversaciones, las risas y las lágrimas en estos años, quiero expresar mis agradecimientos a todos mis compañeros de universidad.

Como no, dar las gracias a mi familia por su cariño, comprensión y apoyo incondicional.

Y por último quiero agradecerle a Jorge el estar siempre ahí, porque como una vez me dijo “... y en ese mismo instante comprendió que él solo no podía emprender este viaje, y eternamente agradeció su compañía”

GRACIAS a todos.

Resumen

Un filtro no es más que un dispositivo que dispone de una entrada y una salida, en la cual obtenemos lo que hemos introducido y que dicho filtro no ha discriminado.

En la vida cotidiana encontramos un sinnúmero de ejemplos de elementos filtrantes, como por ejemplo filtros en navegadores de Internet, que facilitan la búsqueda de un subconjunto de datos dentro de un rango, filtros que eliminan partículas no deseadas (en un cigarrillo, en un colador...), filtros solares, que impiden que dichos rayos perjudiquen nuestra salud (como gafas de sol, cremas protectoras...), incluso nuestro estómago actúa como un filtro, seleccionando los nutrientes y descartando todo aquello que no necesita.

Sin embargo, nosotros nos centraremos en los filtros electromagnéticos, es decir dispositivos que excluyen una determinada frecuencia o rango de frecuencias de una señal eléctrica que pasa a través de él.

Más concretamente, trataremos de implementar filtros paso banda, ya que este tipo de filtros se han convertido en dispositivos esenciales en múltiples áreas de la ingeniería (televisión, telefonía móvil, radares...).

Por este motivo, a lo largo de este proyecto, realizaremos el ciclo completo del diseño de dichos dispositivos, comenzando por el análisis de distintos filtros hasta llegar a la implementación y medida de resultados de uno en concreto: Un cuádruplete paso banda con dos ceros de transmisión situado en la banda S, es decir, en la banda de las microondas que va desde los 2GHz hasta los 4GHz.

Abstract

A filter is simply a device that has an input and an output in which we get what we have introduced and that the filter has not removed.

In everyday life we find countless examples of filter elements, such as Internet browsers filters, which search a subset of data within a range, filters that remove unwanted particles (on a cigarette, in a colander ...), filters for the sun, which prevent these rays from damaging our health (such as sunglasses, sunscreen...), even our stomach acts as a filter, selecting the nutrients and discarding anything is not needed.

However, we will focus on electromagnetic filters, which are devices that exclude a particular frequency or range of frequencies of an electrical signal that passes through it.

More specifically, we will try to implement band pass filters, because this type of filtering devices have become essential in many areas of engineering (television, mobiles, radars...).

For this reason, throughout this project, we will design the complete cycle of such devices, starting with the analysis of different filters down to the implementation and measurement of results of one in particular: A quadrupole band pass with two transmission zeros located in the S band, which means in the microwave band ranging from 2GHz to the 4GHz.

Palabras clave

Filtro de microondas, filtro paso banda, resonadores en cruz, respuestas de tipo Chebyshev generalizada, pérdidas de inserción, línea de transmisión microstrip, líneas microstrip acopladas, síntesis de filtros, ceros de transmisión, triplete, cuadrupole, desfaseador de Schiffman.

Índice

Abstract	VIII
Palabras clave	VIII
Índice	IX
Índice de gráficos	XII
Índice de tablas	XV
Capítulo 1	1
Introducción	1
1.1 Objetivos	1
1.2 Fases del desarrollo	1
Capítulo 2	2
Conceptos básicos	2
2.1 Diseño de filtros de microondas	2
2.1.1 Tipos de filtros	2
2.1.2 Pérdidas de inserción	4
2.1.3 Ceros de transmisión y ceros de ecualización	4
2.1.4 Retardo de grupo	6
2.1.5 Factor de calidad	6
2.1.6 Clases de filtros	7
2.1.7 Generalizaciones para un filtro paso banda	9
2.1.8 Filtros de líneas acopladas	9
2.1.9 Representación equivalente mediante grafos	10
2.1.10 Filtros con acoplaminetos cruzados	10
Capítulo 3	12
Diseño de resonadores microstrip	12
3.1 Motivación	12
3.2 Diseño del filtro	13
3.2.1 Fases del diseño de un filtro	13

3.2.2	Especificaciones del filtro	14
3.2.3	Diseño del prototipo paso bajo y conversión a paso banda.....	14
2.1.1	Implementación.....	15
Capítulo 4	16
Filtros de orden 3	16
4.1	Filtro paso banda con líneas acopladas de orden 3	16
4.1.1	Filtro ideal	16
4.1.2	Filtro real	17
4.2	Filtros con resonadores en cruz de orden 1	25
4.2.1	Filtro con resonadores en cruz real centrado en $\lambda/2$	25
4.2.2	Filtro en cruz real centrado en λ	26
4.2.3	Posibles variaciones de un filtro en cruz	27
4.2.4	Filtro con resonador en cruz optimizado	33
4.3	Filtros en cruz de orden 2	36
4.4	Filtros en cruz de orden 3.....	37
4.5	Tripletes.....	39
Capítulo 5	42
Cuadrupeles	42
5.1	Primera aproximación del cuadruplete.....	42
5.1.1	Primera aproximación del cuadruplete.....	42
5.2	Cuadruplete con acoplamientos de signos opuestos.....	48
5.2.1	Diseño del desfasador.....	48
5.2.2	Cuadruplete con desfasador de Schiffman	49
5.3	Búsqueda del sustrato idóneo.....	52
5.3.1	Sustrato Arlon 1000	52
5.3.2	Sustrato Arlon 600	56
5.3.3	Sustrato duroid 5880	57
5.3.4	Sustrato Duroid 6002	59
5.4	Diseño del filtro final	62
5.4.1	Primera aproximación	62
5.4.2	Segunda aproximación	63
5.4.3	Tercera aproximación.....	65
5.4.4	Cuarta aproximación:	71
5.4.5	Quinta aproximación	74

5.4.6	Sexta aproximación	78
5.4.7	Séptima aproximación	80
5.5	Diseño de los acoplamientos de entrada.....	85
5.5.1	Solución 1. Líneas acopladas de alta impedancia	85
5.5.2	Solución 2. Líneas interdigitales	87
5.5.3	Filtro definitivo	90
Capítulo 6	96
Resultados experimentales	96
6.1	Cuadruplete paso banda implementado mediante filtros en cruz de orden 4	96
6.1.1	Medida en el laboratorio con el analizador de redes	97
Capítulo 7	101
Conclusiones	101
7.1	Conclusiones	101
Capítulo 8	103
Presupuesto	103
Capítulo 9	107
Referencias	107

Índice de gráficos

Gráfico 1. Respuesta frecuencial esquemático 1 en banda estrecha	17
Gráfico 2. Respuesta frecuencial esquemático 4 en banda estrecha	19
Gráfico 3. Respuesta frecuencial esquemático 4 en banda ancha	20
Gráfico 4. Respuesta frecuencial esquemático 5 en banda estrecha	21
Gráfico 5. Respuesta frecuencial esquemático 4 en banda ancha	21
Gráfico 6. Respuesta frecuencial esquemático 8.....	23
Gráfico 7. Respuesta frecuencial esquemático 9 en banda estrecha	24
Gráfico 8. Respuesta frecuencial esquemático 4 en banda estrecha y ancha sin pérdidas	24
Gráfico 9. Respuesta frecuencial esquemático 5 en banda estrecha y ancha sin pérdidas	25
Gráfico 10. Respuesta frecuencial esquemático 10 en banda estrecha	26
Gráfico 11. Respuesta frecuencial esquemático 10 en banda ancha	26
Gráfico 12. Respuesta frecuencial esquemático 11 en banda estrecha	27
Gráfico 13. Influencia del alargamiento del brazo vertical en el filtro en cruz con acoplo a $\frac{1}{2}$ de línea.....	28
Gráfico 14. Influencia del acortamiento del brazo vertical en el filtro en cruz con acoplo a $\frac{1}{2}$ de línea.....	28
Gráfico 15. Influencia del alargamiento del brazo vertical en el filtro en cruz con acoplo a $\frac{1}{4}$ de línea.....	29
Gráfico 16. Influencia del acortamiento del brazo vertical en el filtro en cruz con acoplo a $\frac{1}{4}$ de línea.....	29
Gráfico 17. Influencia de la eliminación de un semibrazo vertical en el filtro en cruz con acoplo a $\frac{1}{2}$ de línea	30
Gráfico 18. Influencia de la eliminación de un semibrazo vertical en el filtro en cruz con acoplo a $\frac{1}{4}$ de línea	30
Gráfico 19. Respuesta frecuencial esquemático 10 en banda estrecha sin pérdidas	31
Gráfico 20. Respuesta frecuencial esquemático 11 en banda estrecha	31
Gráfico 21. Respuesta frecuencial esquemático 12 en banda estrecha	32
Gráfico 22. Respuesta frecuencial esquemático 13 en banda estrecha	33
Gráfico 23. Respuesta frecuencial esquemático 14 en banda estrecha	34
Gráfico 24. Respuesta frecuencial esquemático 15 en banda estrecha	35
Gráfico 25. Respuesta frecuencial esquemático 15 con pérdidas en banda estrecha	36
Gráfico 26. Respuesta frecuencial esquemático 16 sin pérdidas.....	37
Gráfico 27. Respuesta frecuencial esquemático 16 con pérdidas.....	37
Gráfico 28. Respuesta frecuencial esquemático 17 sin pérdidas.....	38
Gráfico 29. Respuesta frecuencial esquemático 17 con pérdidas.....	39
Gráfico 30. Comportamiento frecuencial del triplete sin acoplos.....	40

Gráfico 31. Comportamiento frecuencial del triplete con acoplos (I).....	40
Gráfico 32. Comportamiento frecuencial del triplete con acoplos (II)	41
Gráfico 33. Comportamiento frecuencial frente al retard de grupo del triplete	41
Gráfico 34. Comportamiento frecuencial del cuádruplete con Acoplamiento cruzado grande...	43
Gráfico 35. Comportamiento frecuencial del cuádruplete con acoplos (I)	44
Gráfico 36. Comportamiento frecuencial del cuádruplete con acoplos (II)	44
Gráfico 37. Comportamiento frecuencial frente al retardo de grupo del cuádruplete (I)	45
Gráfico 38. Comportamiento frecuencial frente al retardo de grupo del cuádruplete (II).....	45
Gráfico 39. Comportamiento frecuencial del cuádruplete con acoplos (III).....	45
Gráfico 40. Comportamiento frecuencial del cuádruplete mediante M2CLIN	47
Gráfico 41. Retardo de grupo del cuádruplete con M2CLIN.....	47
Gráfico 42. Comportamiento frecuencial frente al retard de grupo del cuádruplete M2CLIN modificado.....	48
Gráfico 43. Respuesta frecuencial del cuádruplete con desfasador de Schiffman	50
Gráfico 44. Retardo de grupo frente a respuesta frecuencial del cuádruplete con desfasador	50
Gráfico 45. Respuesta en fase de dos líneas no acopladas	51
Gráfico 46. Respuesta en fase de dos líneas acopladas.....	51
Gráfico 47. Factor de disipación frente a la respuesta en frecuencia para AR1000.....	53
Gráfico 48. Respuesta frecuencial cuádruplete AR1000.....	55
Gráfico 49. Factor de disipación frente a respuesta en frecuencia para AD600	56
Gráfico 50. Respuesta frecuencial del cuádruplete DUROID 6002.....	60
Gráfico 51. Respuesta frecuencial de la primera aproximación del filtro final.....	63
Gráfico 52. Respuesta frecuencial de la segunda aproximación del filtro final	64
Gráfico 53. Respuesta frecuencial de la tercera aproximación del filtro sin desfasador	66
Gráfico 54. Filtro tercera aproximación sin acoplamiento cruzado	67
Gráfico 55. Respuesta frecuencial del esquemático 34.....	68
Gráfico 56. Respuesta frecuencial del esquemático 35	68
Gráfico 57. Respuesta frecuencial de la tercera aproximación del filtro con desfasador.....	70
Gráfico 58. Respuesta de la cuarta aproximación en banda estrecha.....	72
Gráfico 59. Respuesta de la cuarta aproximación en banda ancha.....	72
Gráfico 60. Retardo de grupo de la cuarta aproximación.....	72
Gráfico 61. Retardo de grupo del esquemático 38.	74
Gráfico 62. Respuesta frecuencial de la quinta aproximación en banda estrecha	75
Gráfico 63. Respuesta frecuencial de la quinta aproximación en banda ancha.....	75
Gráfico 64. Retardo de grupo de la quinta aproximación	76
Gráfico 65. quinta aproximación con separación del acoplamiento cruzado de 1mm	76
Gráfico 66. Aumento del acoplamiento 1-4 de la quinta aproximación.....	77
Gráfico 67. Mejora de la adaptación de la quinta aproximación I	77
Gráfico 68. Respuesta de la quinta aproximación con pérdidas.....	78
Gráfico 69. Respuesta frecuencial de la sexta aproximación	79
Gráfico 70. Respuesta frecuencial de la séptima aproximación.....	81
Gráfico 71. Respuesta frecuencial de la séptima aproximación II	83
Gráfico 72. Respuesta frecuencial de la séptima aproximación III.....	84
Gráfico 73. . Respuesta frecuencial de la OCTAVA aproximación con solución 1	87
Gráfico 74. Respuesta frecuencial de la OCTAVA aproximación con solución 2	89

Gráfico 75. Simulación electromagnética del filtro definitivo I.....	90
Gráfico 76. simulación electromagnética en awr	91
Gráfico 77. Respuesta frecuencial del FILTRO DEFINITIVO I.....	92
Gráfico 78. Respuesta frecuencial del FILTRO DEFINITIVO II.....	93
Gráfico 79. simulación electromagnética en awr del filtro definitivo.....	94
Gráfico 80. retardo de grupo del filtro final	95
Gráfico 81. comportamiento real del filtro definitivo en banda ancha.....	98
Gráfico 82. comportamiento real del filtro definitivo en banda estrecha.....	99
Gráfico 83. superposición de medidas teóricas y reales.....	100

Índice de tablas

Tabla 1. Coeficientes g Chebyshev para filtro de orden 3	15
Tabla 2. Impedancias par e impar de líneas acopladas.....	15
Tabla 3. Propiedades sustrato ARLON 1000	52
Tabla 4. Propiedades sustrato ARLON 600	56
Tabla 5. Propiedades sustrato DUROID 5880	58
Tabla 6. Propiedades sustrato DUROID 6002	59

Capítulo 1

Introducción

En muchas ocasiones los filtros de microondas los implementamos con líneas acopladas microstrip. En el siguiente estudio analizaremos las propiedades especiales de este tipo de filtros, con diferentes configuraciones, y los compararemos con filtros acoplados a $1/4$ de línea.

1.1 Objetivos

El objetivo de este proyecto es la implementación de un filtro paso banda con dos ceros de transmisión (que aumente la selectividad sin necesidad de aumentar el orden) implementado en configuración de cuádruplete en su segunda frecuencia de resonancia.

1.2 Fases del desarrollo

Para alcanzar los objetivos propuestos, el proyecto se ha desarrollado en tres fases. En primer lugar, se realiza un estudio teórico de partida acerca de los diferentes tipos de filtros y las diferentes posibles configuraciones de los mismos y el porqué de la elección de nuestro diseño.

En segundo lugar, se desarrolla el diseño de varios filtros que nos conducirán hasta el filtro definitivo de acuerdo a unas especificaciones, las cuales se detallan más adelante. Mediante simulaciones en Microwave Office® verificaremos que el comportamiento es el adecuado, optimizando y ajustando los parámetros en caso de que fuera necesario.

Por último, una vez que obtengamos el filtro deseado, realizaremos una simulación electromagnética y fabricaremos el prototipo en el laboratorio sobre tecnología impresa.

Capítulo 2

Conceptos básicos

2.1 Diseño de filtros de microondas

Un filtro ideal, es una red de dos puertos capaz de seleccionar o rechazar ciertas frecuencias conocidas como banda de paso o banda suprimida respectivamente. Por su carácter ideal, en cualquiera de las bandas de paso tendrá una respuesta en fase lineal y unas pérdidas de inserción nulas. Fuera de estas bandas la atenuación debe ser infinita.

Dependiendo de la ubicación de la banda de paso encontramos diferentes tipos de filtros: paso banda, paso alto y paso bajo.

2.1.1 Tipos de filtros

2.1.1.1 *Filtro Paso Bajo*

Este tipo de filtros rechaza todas las frecuencias superiores a partir de una frecuencia conocida como frecuencia de corte. La Figura 1 muestra un prototipo de filtro paso bajo. El eje de abscisas muestra la frecuencia. El eje de ordenadas muestra la función de transferencia del filtro.

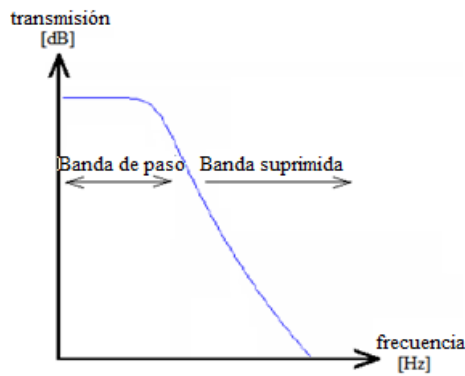


FIGURA 1. ESPECTRO FILTRO PASO BAJO

2.1.1.2 Filtro Paso Alto

En este otro caso, el filtro rechaza todas las frecuencias inferiores hasta una frecuencia conocida como frecuencia de corte. La Figura 2 muestra un prototipo de filtro paso alto. Al igual que en el caso anterior, el eje de abscisas muestra la frecuencia, mientras que el eje de ordenadas muestra la función de transferencia de dicho filtro.

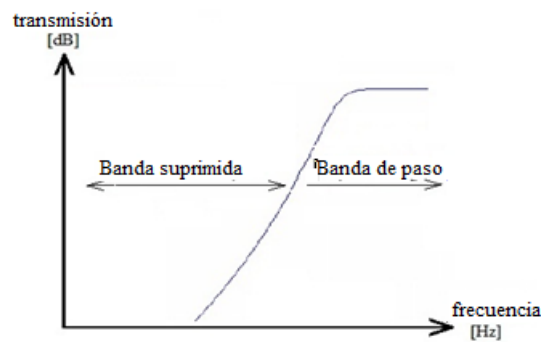


FIGURA 2. ESPECTRO FILTRO PASO ALTO

2.1.1.3 Filtro Paso Banda

Por último, este tipo de filtros selecciona las frecuencias que se encuentran entre dos frecuencias de corte, una superior y otra inferior. La Figura 3 muestra un prototipo de filtro paso banda.

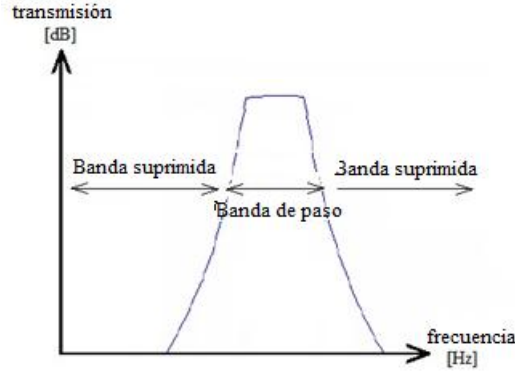


FIGURA 3. ESPECTRO FILTRO PASO BANDA

2.1.2 Pérdidas de inserción

El diseño del filtro se hará para una determinada impedancia de carga y de fuente, que normalmente son reales y que se denotarán por Z_{in} y Z_{out} , respectivamente.

Así, podemos definir las pérdidas de inserción del filtro en unidades naturales como:

$$P_{LR} = \frac{\text{Potencia disponible en el generador}}{\text{Potencia disponible en la carga}} = \frac{1}{1 - |\Gamma(\omega)|^2} \quad (2.1)$$

Dónde $\Gamma(\omega)$ es el coeficiente de reflexión en función de la frecuencia.

Estas pérdidas se corresponden con el parámetro $|S_{12}|^2$. Si el filtro es una red recíproca y pasiva (si no consideramos elementos activos dentro del filtro) se tiene $S_{12} = S_{21}$.

Las pérdidas de inserción en decibelios se definen como:

$$P_{LA} = 10 \log P_{LR} \quad (2.2)$$

Las pérdidas de inserción además tienen la siguiente forma:

$$P_{LR} = \frac{P(\omega^2)}{Q(\omega^2)} \quad (2.3)$$

Donde P y Q son polinomios reales en ω . Especificando las pérdidas de inserción se conoce el coeficiente de reflexión y viceversa.

2.1.3 Ceros de transmisión y ceros de ecualización

Las respuestas de los filtros que estamos estudiando, no son más que la representación del cociente de polinomios de transmisión S_{12} , el cual, como todo cociente de polinomios, puede tener una serie de raíces en el denominador y una serie de raíces en el numerador.

2.1.3.1 Ceros de transmisión

Cuando estos ceros son imaginarios, es decir, están situados en el eje imaginario del plano de Laplace (plano complejo $s = j\omega$ donde ω (frecuencia angular) $= 2\pi f$), son conocidos como *ceros de transmisión* y aparecen como nulos en la respuesta frecuencial del filtro.

Los ceros de transmisión siempre estarán situados en la banda atenuada y los distintos tipos son los siguientes:

- Ceros de transmisión en DC ($f = 0$)
- Ceros de transmisión en el infinito ($f = \infty$)
- Ceros de transmisión a frecuencias finitas ($f \neq 0, \infty$)

2.1.1.1 Ceros de ecualización

Sin embargo, cuando estos ceros tienen parte real no nula (complejos), son conocidos como *ceros de ecualización* y no aparecen como nulos en la respuesta frecuencial del filtro, si no que suavizan la caída de este e introducen rizado en el retardo de grupo dentro de la banda de paso.

En la siguiente figura podemos apreciar estos efectos en una respuesta paso banda genérica:

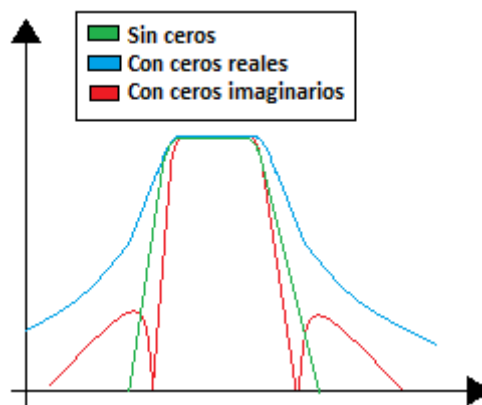


FIGURA 4. COMPORTAMIENTO PASO BANDA SEGÚN EL NÚMERO DE CEROS

La posibilidad de crear filtros con ceros de transmisión asimétricos hace que podamos tratar la selectividad del filtro de un modo independiente en cada uno de los dos lados de la banda (Ejemplo de aplicación: diplexores).

Además, gracias a los ceros de ecualización podemos conseguir respuestas con un retardo de grupo más suave, es decir, con una menor distorsión.

2.1.4 Retardo de grupo

Conviene realizar un estudio del efecto de la fase de la respuesta en frecuencia del filtro. Para ello representaremos a partir de ahora también el *retardo de grupo*, que no es otra cosa que la derivada negativa de la respuesta en fase del filtro (del s_{12}):

$$\tau_d = - \frac{d\varphi(\omega)}{d\omega}$$

2.1.5 Factor de calidad

También conviene estudiar la eficacia del filtro, es decir, como de ideal es su respuesta. Para ello existe el *factor de calidad* Q , que se define como la proporción establecida entre la energía máxima acumulada en el circuito y la disipada durante un ciclo. La calcularemos como la relación entre la frecuencia de resonancia (o central) y el ancho de banda:

$$Q = \frac{f_0}{B_w} = \frac{f_0}{f_2 - f_1} = \frac{f_0}{\Delta f}$$

A través de este parámetro de calidad podemos saber lo selectivo que es un filtro. En principio, un filtro con menor ancho de banda (mayor Q), será mejor que otro con más ancho.

Las frecuencias de corte utilizadas para determinar el ancho de banda (f_1 y f_2) se obtienen cuando la amplitud de la respuesta del filtro cae en 3 dB de su máximo:

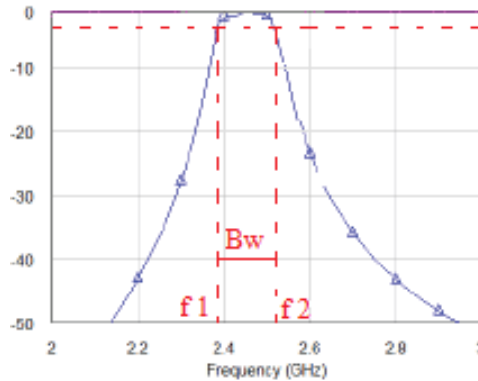


FIGURA 5. OBTENCIÓN DEL ANCHO DE BANDA PARA CÁLCULO DE Q

Además existe otro parámetro que define el grado de idealidad que ofrecen los elementos reactivos de los filtros (ya que estos se pueden representar con su modelo circuital), es el factor de calidad descargado Q_u y se calcula como:

$$Q_u = \frac{\omega L}{R} \text{ para bobinas y } Q_u = \frac{\omega C}{G} \text{ para condensadores}$$

Donde ω es la frecuencia central del filtro, L y C son las bobinas y condensadores que forman parte del filtro y R y G son la resistencia y conductancia que modelan la disipación.

2.1.6 Clases de filtros

A la hora de realizar un filtro, lo más importante es su función de transferencia. Aunque existen muchas funciones de transferencia (Bessel, Elíptica, Gaussiana,...) nos centraremos en las más comunes: Chebyshev, Butterworth y Chebyshev generalizada.

2.1.6.1 Filtro Butterworth

El filtro Butterworth o maximalmente plano se caracteriza por tener una respuesta lo más plana posible en la banda de paso. Para un filtro paso bajo las pérdidas de inserción en unidades naturales se obtienen eligiendo el polinomio Q igual a la unidad y eligiendo P (ω^2) igual a $k^2 (\omega/\omega_c)$. Por tanto, se tiene que:

$$P_{LR} = 1 + k^2 \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2N} \quad (2.4)$$

Donde N es el orden del filtro y k^2 se conoce como *tolerancia en la banda de paso*. Debido a la necesidad de definir un punto de separación entre la banda de paso y la banda atenuada (ω_c), se suele definir este punto en el prototipo Butterworth como la frecuencia a la cual caen 3 dB. A ésta frecuencia se le denomina frecuencia de corte, mientras que a la atenuación a este punto se le denomina atenuación máxima en la banda de paso. El ancho de banda vendrá definido por lo tanto por la frecuencia de corte a -3 dB, es decir, en el punto donde hemos perdido la mitad de potencia.

Existen gráficas que tabulan la atenuación en función de la frecuencia para diferentes órdenes. A continuación, en la Figura 5 se muestra una implementación de una gráfica que tabula la atenuación de un filtro paso bajo Butterworth para los órdenes de 1 a 10:

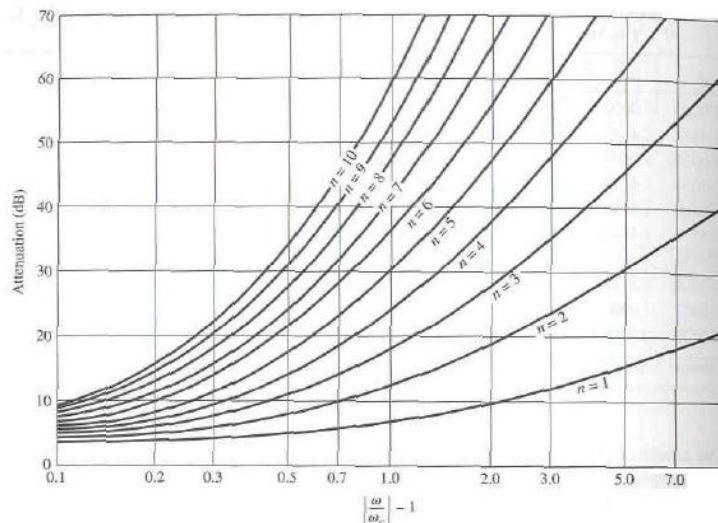


FIGURA 6. ATENUACIÓN VERSUS FRECUENCIA NORMALIZADA PARA FILTROS MAXIMALMENTE PLANOS.
FUENTE: CAPÍTULO 8 DE [1]

2.1.6.2 Filtro Chebyshev

Conocido también como respuesta equirrizada (Equal Ripple). Se obtiene a partir de la utilización de un polinomio Chebyshev para especificar las pérdidas de inserción. Esta respuesta es óptima en el sentido de que proporciona mayor selectividad en la banda atenuada (Sin ceros de transmisión).

Las pérdidas de inserción en unidades naturales para el filtro equirrizado o Chebyshev paso bajo, se eligen como:

$$P_{LR} = 1 + k^2 T_N^2 \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2N} \quad (2.5)$$

Donde $T_N \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)$ es el polinomio Chebyshev de grado N , cuyo valor es:

$$T_N \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right) = \cos \left(N \cos^{-1} \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right) \right) \quad (2.6)$$

La cual también se puede expresar como:

$$T_N(\Omega) = \cosh \left(N \cosh^{-1}(\Omega) \right) \quad (2.7)$$

Existen gráficas tabuladas con las diferentes curvas de atenuación que presenta el filtro en función del orden. A diferencia del caso Butterworth, ahora tendremos una gráfica por rizado. Para cada rizado en concreto tendremos unas atenuaciones en función del orden.

2.1.6.3 Filtros con función de Chebyshev generalizada

Como hemos visto en el apartado anterior, la expresión del polinomio de Chebyshev de orden N se puede expresar como 2.6.

Los N polos de esta función están situados en el infinito, es decir, no aparecen singularidades a frecuencias finitas. La función puede ser modificada de modo que aparezcan dichas singularidades, hablándose entonces de polinomio de Chebyshev generalizado, cuya forma es la siguiente [6]:

$$C_N(\Omega) = \cosh \left[\sum_{k=1}^N \cosh^{-1} \left(x_k(\Omega) \right) \right] \quad (2.7)$$

donde:

$$x_k(\Omega) = \frac{\Omega - 1/\Omega_{z,k}}{1 - \Omega/\Omega_{z,k}}$$

siendo $j\Omega_{z,k} = s_{z,k}$ la posición del k-esimo cero de transmisión en el plano complejo s, que corresponde con un polo de $C_N(\Omega)$

La función (2.7) presenta una serie de características que la hacen adecuada como respuesta de Chebyshev. Estas condiciones son: que el número de ceros de transmisión finitos sea menor que el orden y que los ceros sean simétricos respecto al eje imaginario del plano [9].

2.1.7 Generalizaciones para un filtro paso banda

Las expresiones vistas hasta el momento son específicas para un filtro paso bajo, si quisiéramos realizar un filtro paso banda, tendríamos que aplicar una transformación frecuencial:

$$\Omega = \frac{1}{\Delta} \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right) \quad (2.8)$$

Donde Δ es el ancho de banda relativo del filtro, ω_o la frecuencia central, ω la pulsación correspondiente a la respuesta paso banda y Ω la pulsación correspondiente a la respuesta paso bajo.

2.1.8 Filtros de líneas acopladas

Las líneas paralelas acopladas pueden ser utilizadas como filtros. Si analizamos estas estructuras por el modo par-impar encontramos algunas configuraciones que tienen características de paso banda. Estos resultados se muestran a continuación:

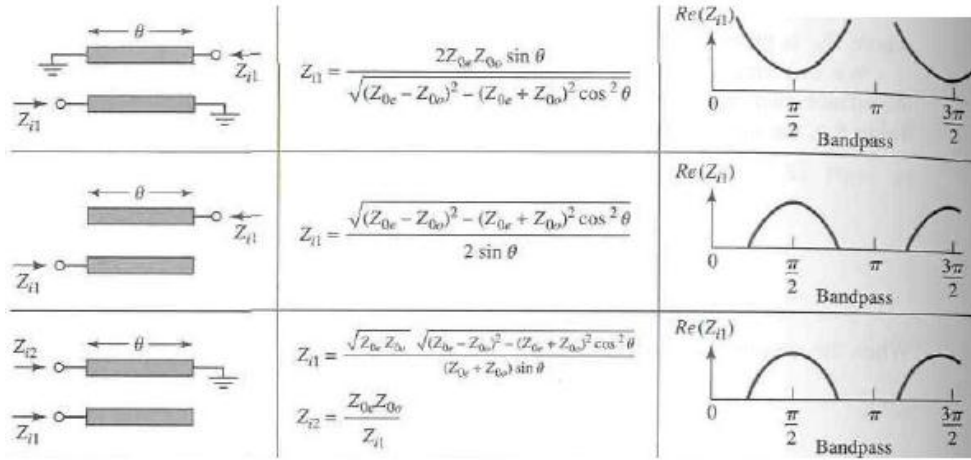


FIGURA 7 CIRCUITOS CANÓNICOS DE LÍNEAS ACOPLADAS. FUENTE: TABLA 8.8 DE [1]

Teniendo en cuenta que el circuito equivalente de dos líneas $\lambda/4$ acopladas es el mostrado en la Figura 8 [1]:

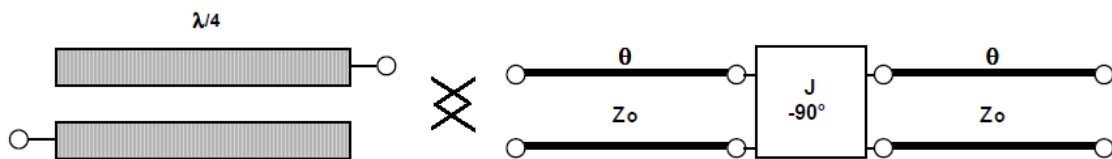


FIGURA 8. EQUIVALENTE CIRCUITAL DE DOS LÍNEAS PARALELAS $\lambda/4$.

El diseño de los parámetros del filtro puede ser impuesto en este modelo. La representación esquemática de este tipo de filtros se muestra en la Figura 9:

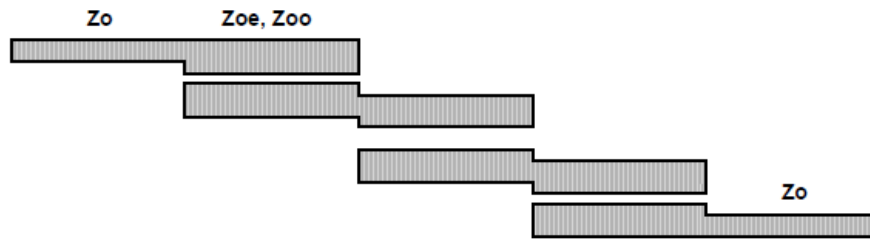


FIGURA 9. ESQUEMA DE UN FILTRO A PARTIR DE LÍNEAS ACOPLADAS EN CASCADA.

2.1.9 Representación equivalente mediante grafos

Para facilitar la representación de los filtros que estudiaremos a partir de ahora, hemos optado por una esquematización alternativa, donde los acoplamientos entre las líneas son representados por una rama del grafo, cada resonador por un nodo oscuro, y las entradas y salidas por un nodo claro (representación mediante grafos). A continuación presentamos un ejemplo en la siguiente figura:



FIGURA 10. REPRESENTACIÓN EQUIVALENTE MEDIANTE GRAFOS

2.1.10 Filtros con acoplamientos cruzados

Cuando hablamos de filtros con acoplamientos cruzados, nos referimos a filtros con más de un camino de acoplamientos y resonadores entre la entrada y la salida. A partir de los filtros anteriormente estudiados, podemos obtener filtros con acoplamientos cruzados retorciendo los acoplos y obteniendo así filtros con características similares pero que ocupan mucho menos espacio.

A continuación estudiaremos unos ejemplos básicos de este tipo de filtros.

2.1.10.1 Tripletes

Un triplete es un filtro formado por tres resonadores con un acoplamiento cruzado. Cada triplete es responsable de la síntesis de un cero de transmisión que puede ser modificado independientemente, haciendo más fácil el ajuste del filtro completo [5].



FIGURA 11. REPRESENTACIÓN DE UN TRIPLETE

2.1.10.2 Cuadrupletes

Un cuadruplete consiste en un filtro formado por cuatro resonadores conectados en cascada y con un acoplamiento cruzado entre el primero y el último de ellos. Su función de transferencia presenta un par de ceros de transmisión simétricos situados en el eje real o imaginario [5].

El comportamiento del acoplamiento cruzado determina el tipo de ceros de transmisión que son creados [6]:

- Si el comportamiento es negativo aparece una pareja de ceros de transmisión, es decir, ceros imaginarios puros de la forma $\pm j\Omega$.
- Si el comportamiento es positivo la pareja de ceros creada se encontrará sobre el eje real. Por tanto, se trata de ceros de ecualización.

Los filtros con cuadrupletes son limitados a respuesta en frecuencia simétrica y además son filtros muy compactos.

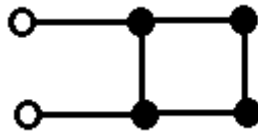


FIGURA 12. REPRESENTACIÓN DE UN CUADRULETE

Podemos señalar que el número máximo de ceros finitos de transmisión que pueden sintetizarse con un filtro de orden n está limitado a $n-2$ ceros (como puede comprobarse en el capítulo 2.5 de [6]). Este comportamiento se cumple si no hay acoplamiento directo entrada-salida, o múltiples acoplamientos de entrada o salida. En este caso el número máximo de ceros es n .

Capítulo 3

Diseño de resonadores microstrip

3.1 Motivación

El punto de partida de este proyecto es la implementación de un filtro paso banda con un acoplamiento cruzado que nos proporcione la posibilidad de tener ceros de transmisión, y una de las posibles configuraciones para este tipo de filtros es mediante el diseño de resonadores en cruz, ya que podemos implementar acoplamientos en cada brazo de la cruz con el fin obtener acoplamientos cruzados (lo cual nos da mucha flexibilidad a la hora de implementarlo físicamente):

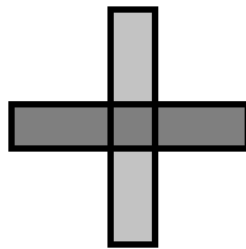


FIGURA 13. REPRESENTACIÓN DEL RESONADOR EN CRUZ

Este tipo de resonadores nos obliga a trabajar en la segunda banda de paso del filtro para poder trabajar con una única frecuencia de resonancia:

Si nos fijamos en la distribución de tensión a lo largo de un resonador convencional $\lambda/2$ en su primera frecuencia de resonancia, podemos observar que justo en el centro la tensión se anula:

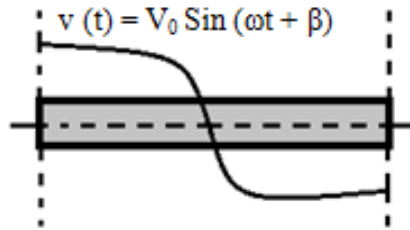


FIGURA 14. RESPUESTA DE TENSIÓN DE UNA LÍNEA DE TRANSMISIÓN EN LA PRIMERA FRECUENCIA DE RESONANCIA

Sin embargo, si nos fijamos en la segunda banda lo que observamos es un máximo:

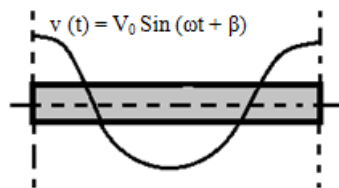


FIGURA 15. RESPUESTA DE TENSIÓN DE UNA LÍNEA DE TRANSMISIÓN EN LA SEGUNDA FRECUENCIA DE RESONANCIA

Esto trasladado a un resonador en cruz, con un nulo de tensión en el centro de la cruz como única condición en la primera frecuencia de resonancia, induce a pensar que debido a sus cuatro grados de libertad (proporcionados por sus cuatro brazos), proporciona un resonador con 4 resonancias degeneradas. Esto no es del todo cierto ya que tenemos que tener en cuenta también la condición de corriente, pero aun con esta condición, estaríamos hablando de un filtro con tres resonancias.

Sin embargo, en la segunda banda de paso, con la condición de máximo en el centro de la cruz, solo tenemos una única solución posible, es decir, una única frecuencia de resonancia. Esto es debido a que el valor de la tensión en el centro del resonador impone la distribución de tensión en los otros puntos. De esta forma, las dos ramas de la cruz se comportan entonces como un resonador $\lambda/2$ convencional.

3.2 Diseño del filtro

3.2.1 Fases del diseño de un filtro

Los pasos a seguir para diseñar un filtro son:

1. Especificaciones del filtro
2. Diseño del prototipo paso bajo
3. Escalado y conversión a paso banda
4. Implementación

3.2.2 Especificaciones del filtro

En esta fase debemos detallar los requisitos técnicos del filtro. Diseñaremos nuestro filtro con un carácter real, es decir, no llegará a atenuar el 100% de la frecuencia en la banda de rechazo ni llegará a transmitir el 100% en la banda de paso.

En este proyecto comenzaremos por ver el comportamiento de diferentes configuraciones de filtros Chebyshev paso banda centrados en $f_0=2.44\text{GHz}$ con un ancho de banda del 5% y de orden 3, y más tarde iremos transformándolos en filtros de orden 4 hasta llegar a la configuración de cuádruplete. Hemos elegido esta frecuencia de manera arbitraria con la única restricción de que se encuentre en la banda S. El sustrato definitivo será elegido en el apartado 3 del capítulo 5 en base al diseño del filtro final.

El objetivo final, como ya hemos mencionado anteriormente, es estudiar el comportamiento de un tipo específico de filtro paso banda, cuya respuesta es del tipo Chebyshev generalizada o pseudo-elíptica. La característica principal de dichos filtros es la presencia de un rizado en banda constante, junto con la existencia de ceros finitos de transmisión en la banda de paso (Un filtro de Chebyshev puro tiene dichos ceros en el infinito)

Este tipo de filtros tienen dos particularidades (no tiene por qué aparecer ambas a la vez):

- Los ceros mencionados pueden aparecer de un modo asimétrico en la función de transferencia respecto a la frecuencia central (proporcionando una función de transferencia asimétrica).
- Pueden aparecer ceros de ecualización

3.2.3 Diseño del prototipo paso bajo y conversión a paso banda

Los prototipos paso bajo de filtros son usados como plantillas para producir otros filtros aplicando un factor de escalado y conversión a los componentes del prototipo.

Por este motivo el primer paso, es realizar una transformación de frecuencias de paso bajo a paso banda con las frecuencias de corte laterales elegidas;

$$\Omega_1 [\text{rad/seg}] = \frac{1}{\Delta} \cdot \left(\frac{\omega_1}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega_1} \right) \quad (3.1)$$

$$\Omega_2 [\text{rad/seg}] = \frac{1}{\Delta} \cdot \left(\frac{\omega_2}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega_2} \right) \quad (3.2)$$

Dado que el estudio comienza por los filtros de orden 3 de líneas acopladas, tomamos de las tablas de Chebyshev [1] los coeficientes g_i :

TABLA 1. COEFICIENTES G CHEBYSHEV PARA FILTRO DE ORDEN 3 [1]

g_1	g_2	g_3	g_4
1,5963	1,0967	1,5963	1

Con estos coeficientes calculamos los parámetros J_i :

$$J_1 Z_o = \sqrt{\frac{\pi \Delta}{2g_1}} = 0,2218 \quad J_2 Z_o = \frac{\pi \Delta}{2\sqrt{g_1 g_2}} = 0,05935$$

$$J_3 Z_o = \frac{\pi \Delta}{2\sqrt{g_2 g_3}} = 0,05935 \quad J_4 Z_o = \sqrt{\frac{\pi \Delta}{2g_3 g_4}} = 0,2218$$

Finalmente obtenemos las impedancias par e impar de cada par de líneas acopladas, a partir de las siguientes expresiones:

$$Z_{oe} = Z_o \left(\sqrt{1 + (J_i Z_o)^2} + J_i Z_o \right) \quad Z_{oo} = Z_o \left(\sqrt{1 + (J_i Z_o)^2} - J_i Z_o \right)$$

TABLA 2. IMPEDANCIAS PAR E IMPAR DE LAS ANTERIORES LÍNEAS ACOPLADAS

n	$J_n Z_o$	Z_{oe}	Z_{oo}
1	0,2218	62,3051	40,1251
2	0,05935	53,0528	47,122
3	0,05935	53,0528	47,122
4	0,22118	62,3051	40,1251

2.1.1 Implementación

Esta es la cuarta y última etapa del proceso de diseño y la que se corresponde con la implementación real de cada filtro.

En este proyecto trataremos esta fase en dos capítulos aparte, el capítulo 4 y el capítulo 5. En ellos iremos evolucionando desde un filtro paso banda acoplado de líneas ideales y de orden 3, hasta llegar al filtro objeto de nuestro estudio.

Capítulo 4

Filtros de orden 3

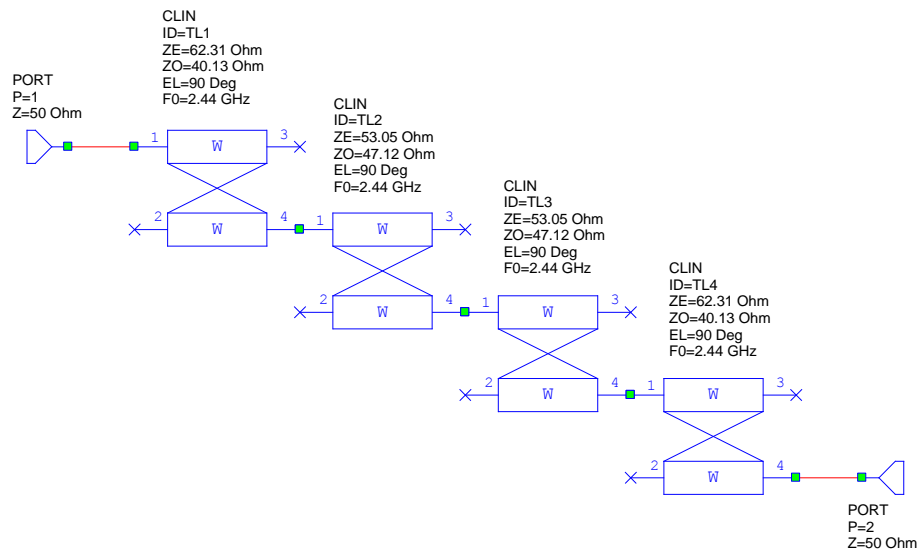
En este capítulo realizaremos un estudio comparativo a través de varias simulaciones de los filtros de orden 3, comenzando por los filtros paso banda con líneas acopladas, continuando con los filtros con resonadores en cruz (desde el orden 1 hasta el orden 3) y terminando en los tripletes.

4.1 Filtro paso banda con líneas acopladas de orden 3

4.1.1 Filtro ideal

En primer lugar, vamos a realizar el filtro con líneas ideales según las impedancias calculadas teóricamente.

Tanto esta simulación como el resto de simulaciones existentes en este proyecto, están realizadas con la herramienta software de diseño *AWR Design Enviroment*®.



ESQUEMÁTICO 1. FILTRO PASO BAJO DE ORDEN 3 CON LÍNEAS ACOPLADAS

4.1.1.1 Comportamiento frecuencial

En la siguiente gráfica podemos observar el comportamiento del filtro ideal:

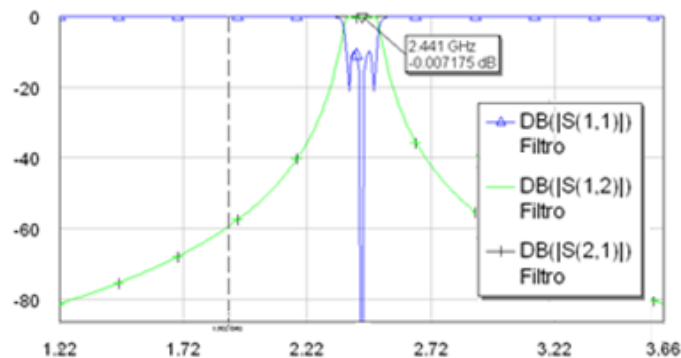


GRÁFICO 1. RESPUESTA FRECUENCIAL ESQUEMÁTICO 1 EN BANDA ESTRECHA

Comprobamos que realmente hemos implementado un filtro que atenúa a más de 40 dB las frecuencias 1,9GHz y 3,125GHz y que la adaptación está en torno a los 15 dB. Este filtro está compuesto por 4 líneas acopladas, ya que el orden del filtro es $N=3$.

4.1.2 Filtro real

Posteriormente, realizamos el diseño con líneas acopladas reales. Para ello tenemos que conseguir que dichas líneas acopladas tengan las impedancias anteriormente calculadas, para lo cual empleamos la herramienta de optimización del programa de simulación utilizado y verificamos los valores obtenidos con la herramienta TXLINE del mismo.

Para este diseño utilizaremos el sustrato ARLON AD450 y que llamaremos sustrato1:

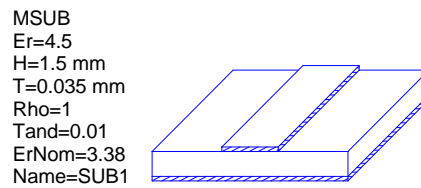
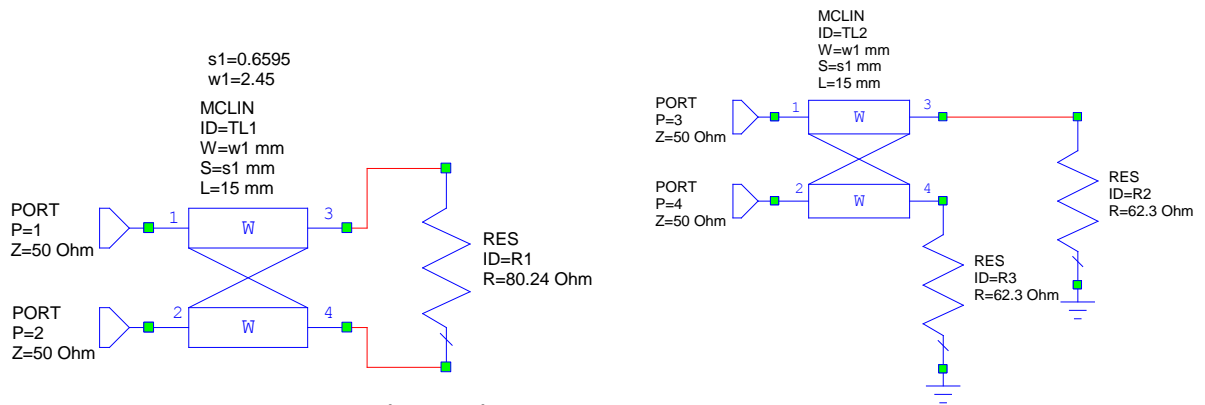


FIGURA 16. SUSTRATO 1

- Líneas acopladas reales de impedancias:

$$Z_{odd1} = 62,3 \, \Omega$$

$$Z_{even} = 40,12 \, \Omega$$

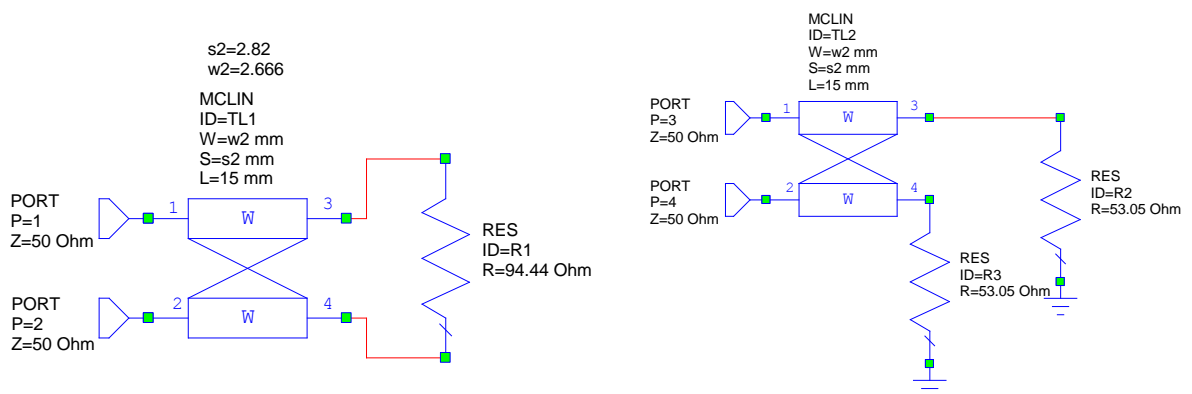


ESQUEMÁTICO 2. CÁLCULO DE LAS IMPEDANCIAS PAR E IMPAR I

- Segundo par de líneas acopladas de impedancias:

$$Z_{odd2} = 47.122 \, \Omega$$

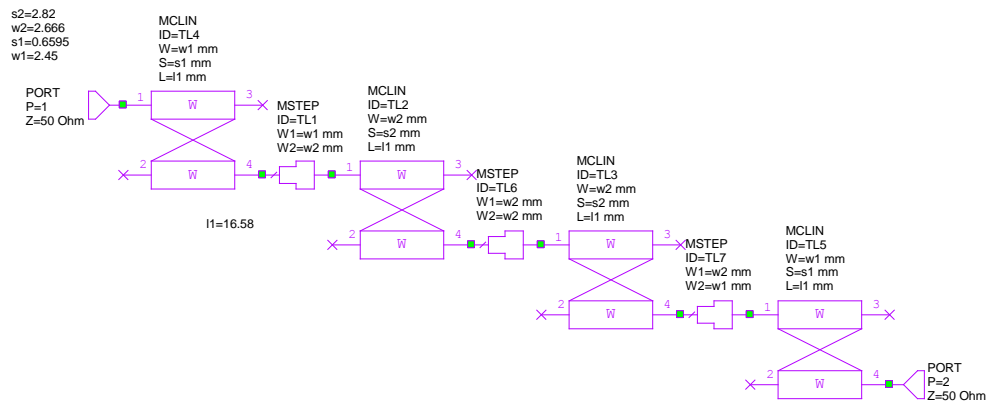
$$Z_{even2} = 53.0528 \, \Omega$$



ESQUEMÁTICO 3. CÁLCULO DE LAS IMPEDANCIAS PAR E IMPAR II

4.1.2.1 Filtro Real centrado en $\lambda/2$ con sustrato 1

A continuación, diseñamos el filtro real en $\lambda/2$, es decir, en su primera frecuencia de resonancia, con las líneas anteriormente optimizadas y ajustamos las longitudes de las mismas verificando que la banda del filtro estuviese centrada en la frecuencia deseada:



ESQUEMÁTICO 4. FILTRO REAL ENTRADO EN $\lambda/2$

Comportamiento frecuencial:

Así podemos observar que efectivamente obtenemos una respuesta en frecuencia centrada en la frecuencia esperada y con la atenuación deseada. El diseño se acerca mucho al comportamiento ideal.

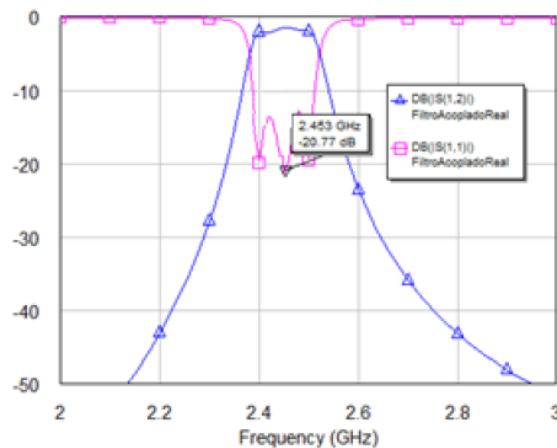


GRÁFICO 2. RESPUESTA FRECUENCIAL ESQUEMÁTICO 4 EN BANDA ESTRECHA

Y realizamos una segunda lectura del filtro abriendo la banda de frecuencias:

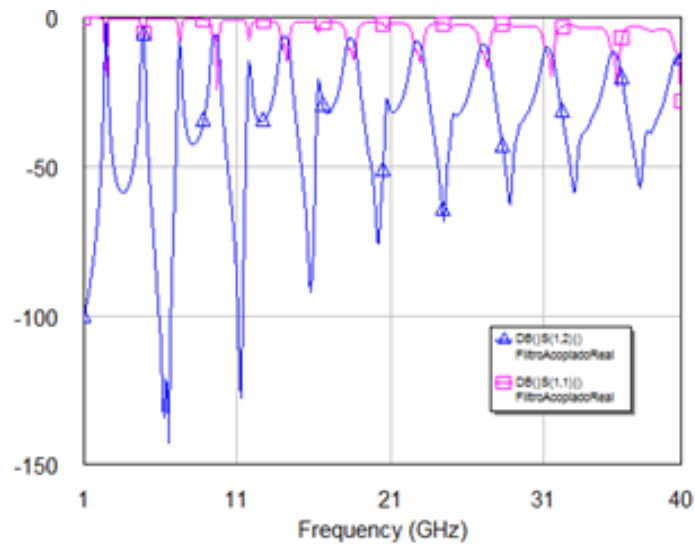
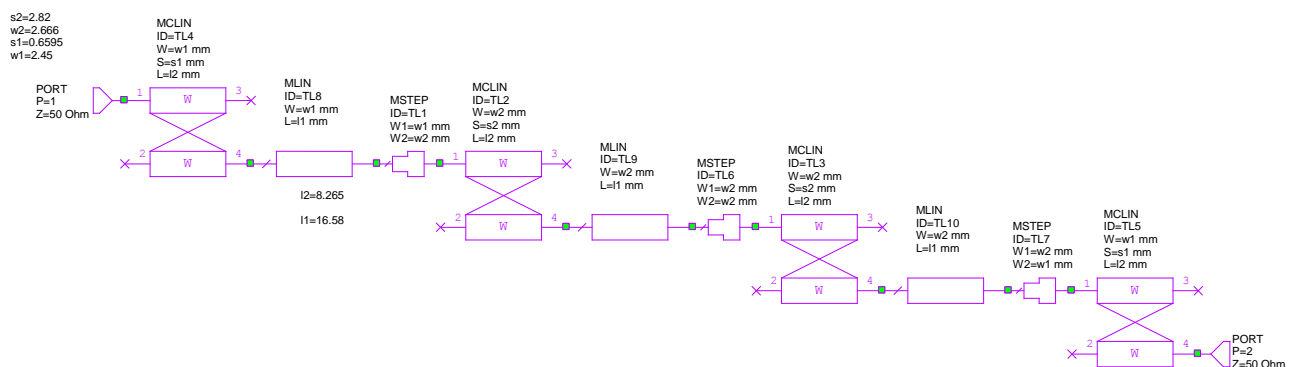


GRÁFICO 3. RESPUESTA FRECUENCIAL ESQUEMÁTICO 4 EN BANDA ANCHA

4.1.2.2 Filtro Real centrado en λ con sustrato 1

Ahora vamos a utilizar líneas con acoplamientos de $\frac{1}{4}$ de línea, en lugar de $\frac{1}{2}$. Para ello reducimos el tamaño de las líneas acopladas a la mitad e introducimos a continuación tramos de línea sin acoplar también de tamaño mitad:



ESQUEMÁTICO 5. FILTRO REAL CENTRADO EN λ

Comportamiento frecuencial

Ahora podemos comprobar que seguimos teniendo un comportamiento paso banda centrado en la frecuencia anteriormente acordada. Sin embargo ahora la mejor banda de paso es la segunda (aunque con este diseño la adaptación es mala, en torno a los 10 dB)

También cabe destacar el aumento de la atenuación en dicha banda.

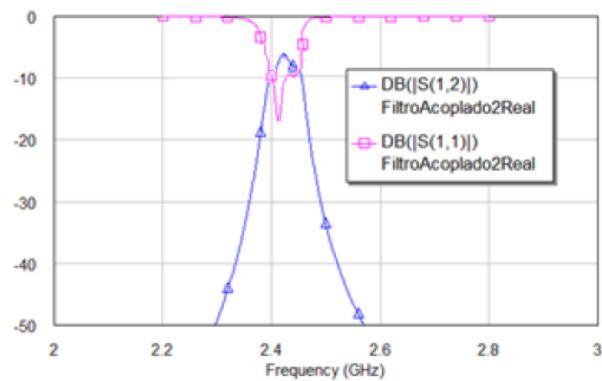


GRÁFICO 4. RESPUESTA FRECUENCIAL ESQUEMÁTICO 5 EN BANDA ESTRECHA

Para comprobar que efectivamente, este comportamiento se produce a su segunda frecuencia de resonancia abrimos el espectro de frecuencias:

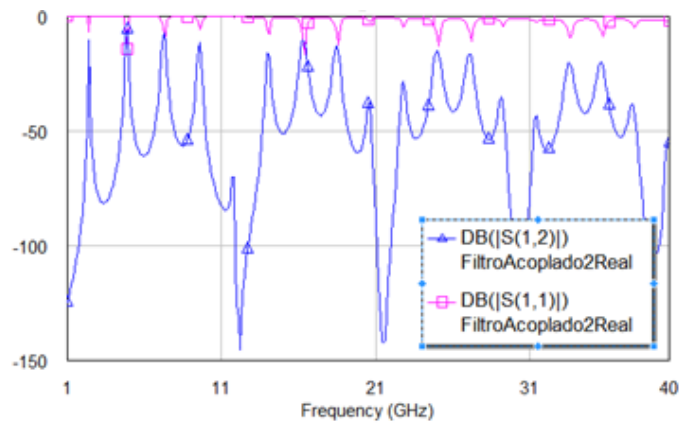


GRÁFICO 5. RESPUESTA FRECUENCIAL ESQUEMÁTICO 4 EN BANDA ANCHA

Ahora vamos a observar los cambios que se producen al cambiar el sustrato anterior por otro con características diferentes (Duroid 6002 $\epsilon_r = 2,94$ $h = 0.508$):

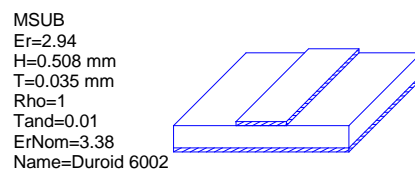
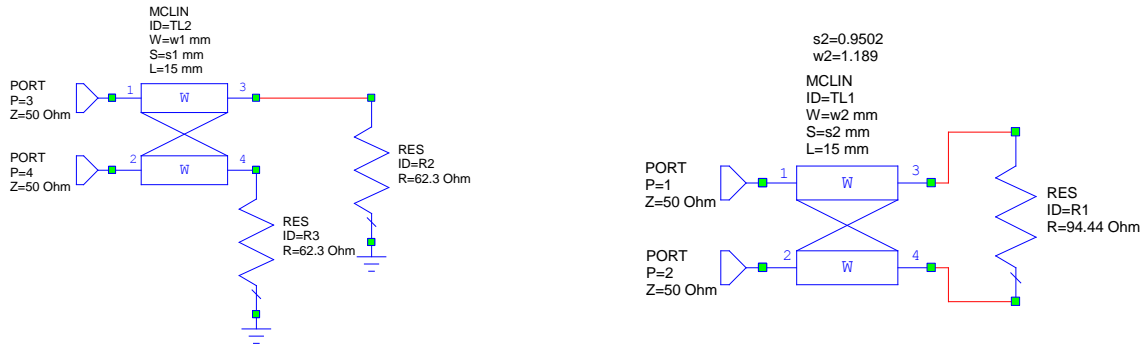


FIGURA 17. SUSTRATO DUROID 6002

- Líneas acopladas reales de impedancias:

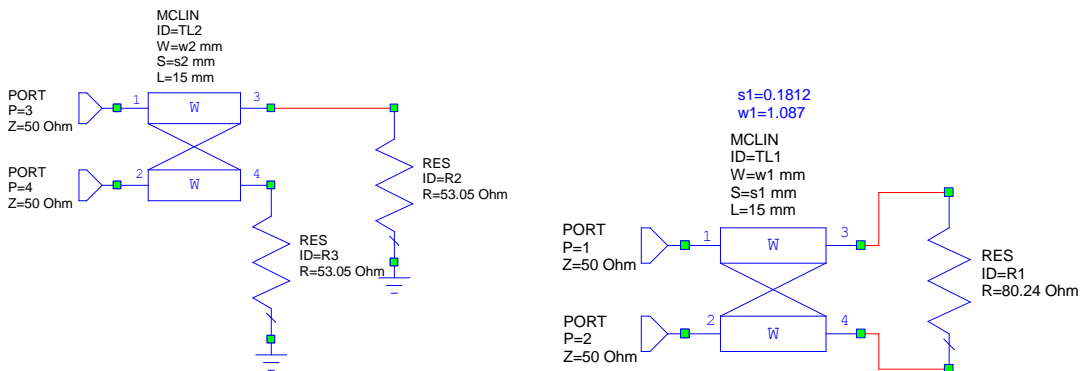
$$Z_{odd1} = 62,3 \, \Omega$$

$$Z_{even1} = 40,12 \, \Omega$$



ESQUEMÁTICO 6. CÁLCULO DE LAS IMPEDANCIAS PAR E IMPAR III

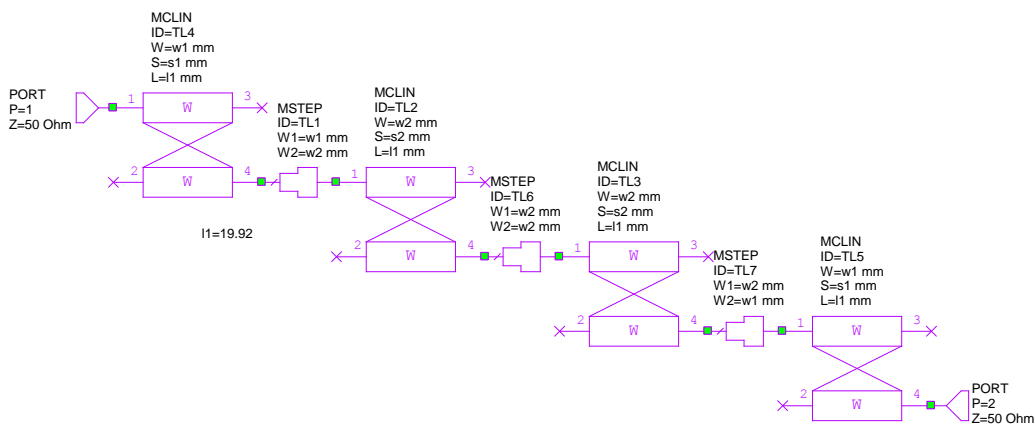
- Segundo par de líneas acopladas de impedancias:
 $Z_{odd2} = 47.122 \Omega$ $Z_{even} = 53.052 \Omega$



ESQUEMÁTICO 7. CÁLCULO DE LAS IMPEDANCIAS PAR E IMPAR IV

4.1.2.3 Filtro Real centrado en $\lambda/2$ con sustrato 2

Con estos nuevos parámetros de línea implementamos de nuevo el filtro real centrado en $\lambda/2$:



ESQUEMÁTICO 8. FILTRO REAL CENTRADO EN $\lambda/2$

Comportamiento frecuencial

Con este nuevo sustrato obtenemos unos resultados muy similares a los obtenidos anteriormente, ya que la atenuación es del mismo orden, se trata de un filtro bien construido ya que en la atenuación salen tres ceros de reflexión en la banda de paso y además este comportamiento se produce a su primera frecuencia de resonancia como podemos comprobar en el gráfico que presentamos a continuación:

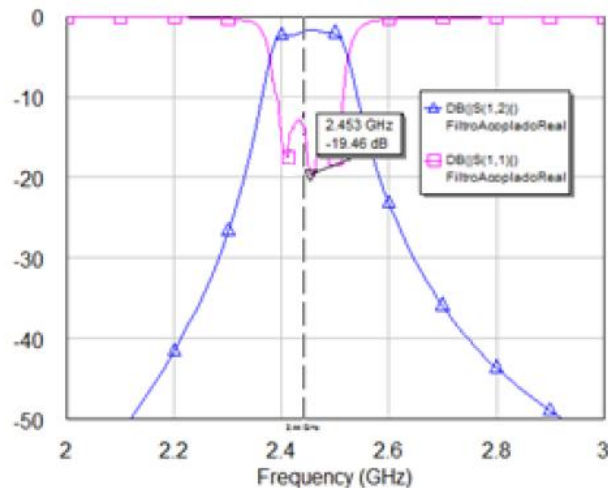
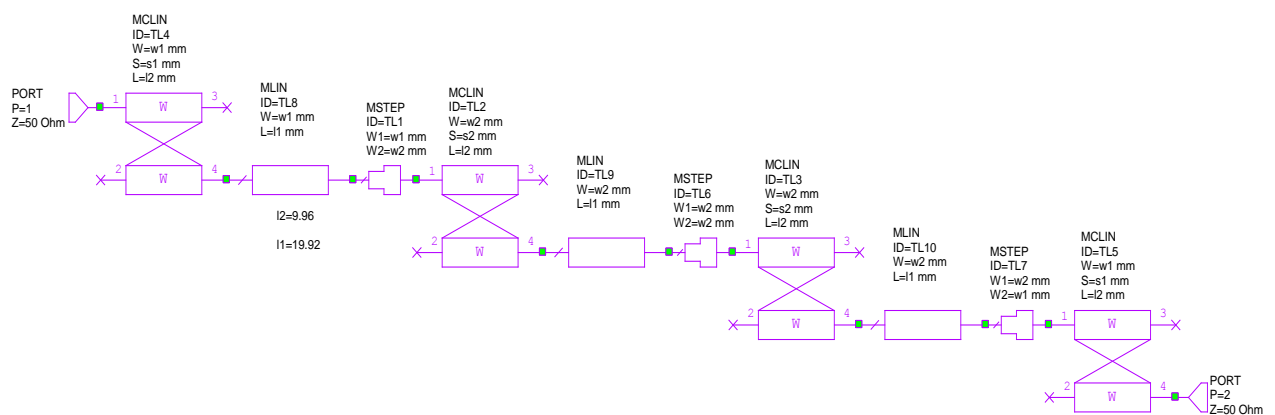


GRÁFICO 6. RESPUESTA FRECUENCIAL ESQUEMÁTICO 8

4.1.2.4 Filtro Real centrado en λ con sustrato 2

Con este nuevo sustrato también utilizamos líneas con acoplamientos de $\frac{1}{4}$ de línea, en lugar de $\frac{1}{2}$, procediendo de la misma forma que con el sustrato anterior.



ESQUEMÁTICO 9. FILTRO REAL CENTRADO EN λ

Comportamiento frecuencial

Seguimos teniendo un comportamiento en banda base a la segunda frecuencia de resonancia y con menos atenuación que con el acoplo $\lambda/2$.

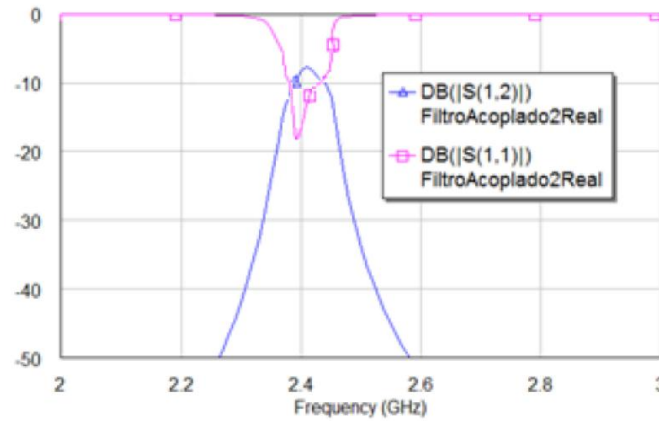


GRÁFICO 7. RESPUESTA FRECUENCIAL ESQUEMÁTICO 9 EN BANDA ESTRECHA

4.1.2.5 Filtros sin pérdidas

Centrado en $\lambda/2$

Realizamos la simulación tanto en banda estrecha como en banda ancha del filtro de líneas acopladas de tercer orden real sin pérdidas ($Rho = 0$ (resistividad de la línea) y $Tand = 0$ (tangente de pérdidas del sustrato)).

Efectivamente podemos comprobar que el comportamiento se acerca más al caso ideal:

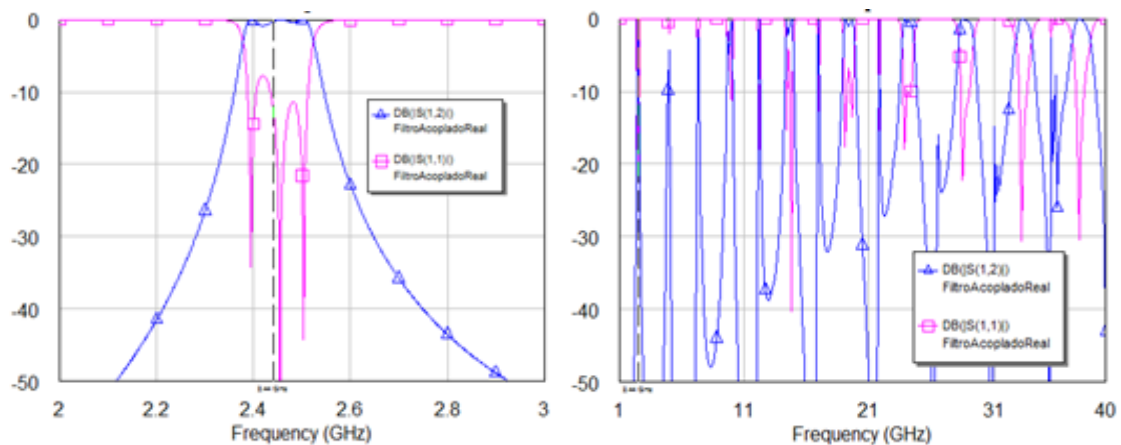


GRÁFICO 8. RESPUESTA FRECUENCIAL ESQUEMÁTICO 4 EN BANDA ESTRECHA Y ANCHA SIN PÉRDIDAS

Centrado en λ

En este caso también realizamos la simulación tanto en banda estrecha como en banda ancha del filtro de líneas con acoplo a $\frac{1}{4}$ de tercer orden real sin pérdidas, y también observamos que el comportamiento se acerca más al caso ideal:

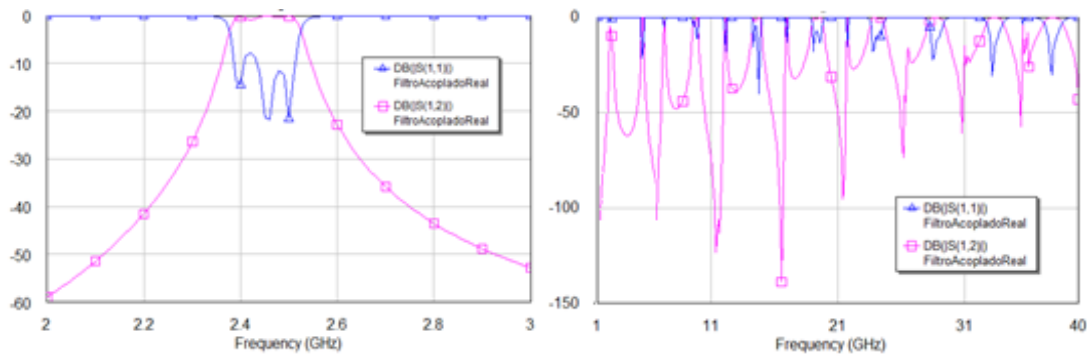
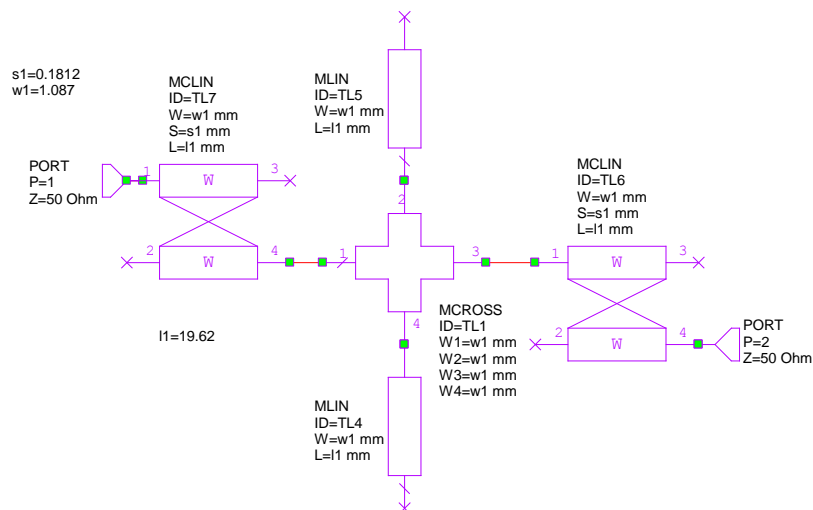


GRÁFICO 9. RESPUESTA FRECUENCIAL ESQUEMÁTICO 5 EN BANDA ESTRECHA Y ANCHA SIN PÉRDIDAS

4.2 Filtros con resonadores en cruz de orden 1

4.2.1 Filtro con resonadores en cruz real centrado en $\lambda/2$

A continuación implementaremos un filtro con un resonador en cruz guardando la simetría en torno al eje vertical. Para ello utilizaremos las líneas acopladas calculadas teóricamente anteriormente con el sustrato Duroid 6002 con pérdidas:



ESQUEMÁTICO 10. FILTRO REAL EN CRUZ DE LÍNEAS ACOPLADAS A $\lambda/2$

Respuesta frecuencial

En este caso vemos que ahora en la primera frecuencia de resonancia del filtro, la cruz tiene tres resonancias degeneradas (en realidad en todas las bandas impares). Además vemos que la atenuación es demasiado grande y no tenemos adaptación:

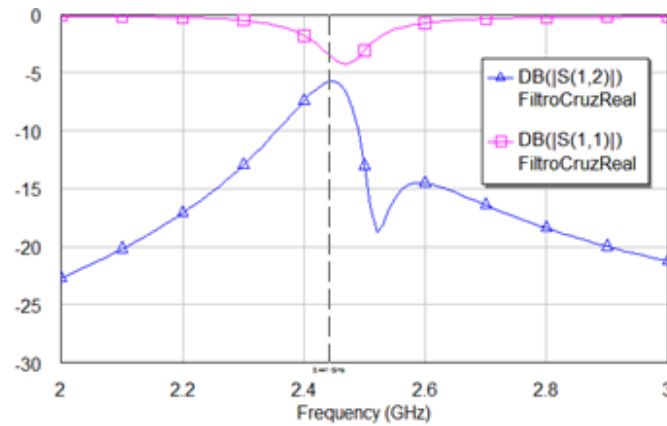


GRÁFICO 10. RESPUESTA FRECUENCIAL ESQUEMÁTICO 10 EN BANDA ESTRECHA

Además volvemos a mostrar una captura con una porción mayor del espectro para comprobar que esto sucede en su primera frecuencia de resonancia:

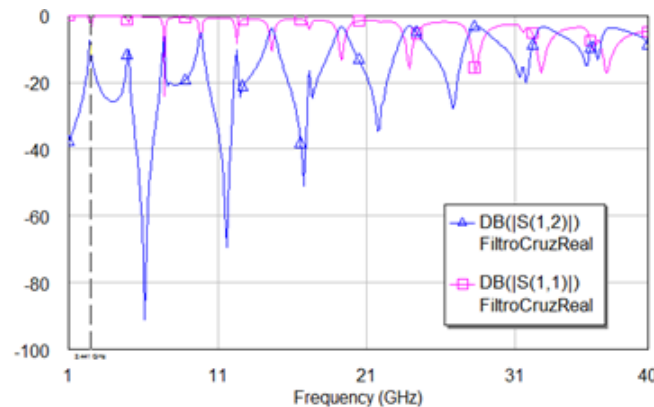
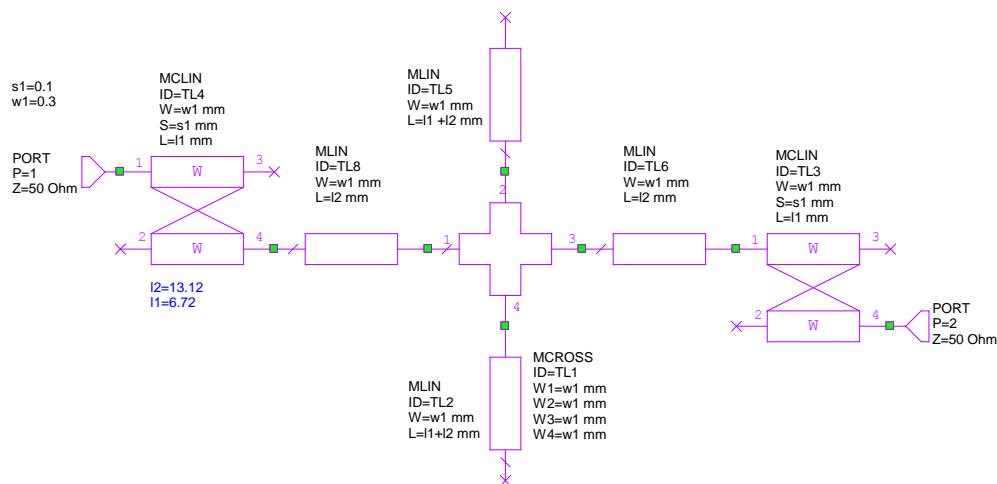


GRÁFICO 11. RESPUESTA FRECUENCIAL ESQUEMÁTICO 10 EN BANDA ANCHA

4.2.2 Filtro en cruz real centrado en λ

Ahora, al igual que en los filtros anteriores vamos a simular el mismo filtro, pero con el acoplo a $\frac{1}{4}$ de línea, en lugar de $\frac{1}{2}$:



ESQUEMÁTICO 11. RESONADOR REAL EN CRUZ DE LÍNEAS ACOPLADAS A λ

Respuesta frecuencial

De la misma forma que ocurrió en el caso de filtros a partir de líneas acopladas, seguimos manteniendo una respuesta paso banda centrada en 2.44 GHz (que coincide con la segunda frecuencia de resonancia del filtro). Para ver como influye en el filtro el brazo vertical, iremos realizando a continuación algunas modificaciones y comprobando sus efectos.

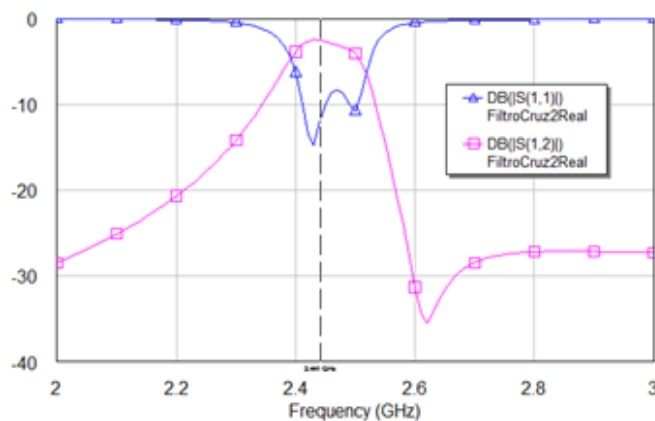


GRÁFICO 12. RESPUESTA FRECUENCIAL ESQUEMÁTICO 11 EN BANDA ESTRECHA

4.2.3 Posibles variaciones de un filtro en cruz

A continuación vamos a realizar ciertas modificaciones en el brazo vertical de la cruz para determinar su influencia en los filtros anteriores.

4.2.3.1 Resonador real en cruz con longitudes distintas entre brazo vertical y horizontal

Con el acoplo a $\frac{1}{2}$ de línea:

En el momento en el que empezamos a hacer el brazo vertical más grande, una de las frecuencias de resonancia comienza a desplazarse hacia frecuencias inferiores, quedándose una respuesta paso banda fija a nuestra frecuencia de 2.44GHz

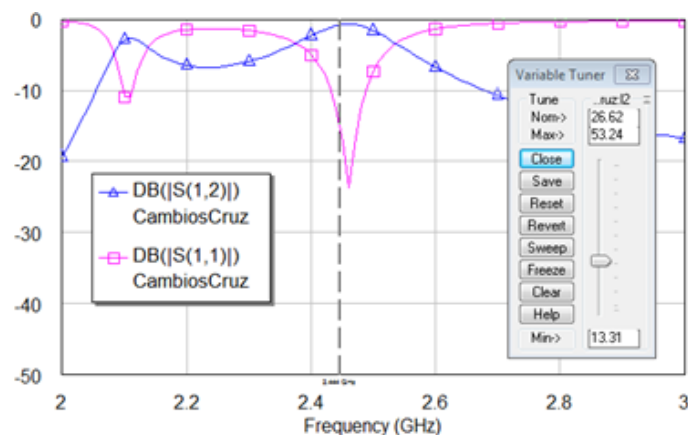


GRÁFICO 13. INFLUENCIA DEL ALARGAMIENTO DEL BRAZO VERTICAL EN EL FILTRO EN CRUZ CON ACOPLA A $\frac{1}{2}$ DE LÍNEA

Si por el contrario hacemos el brazo vertical más pequeño, sucede exactamente lo mismo, pero hacia frecuencias superiores:

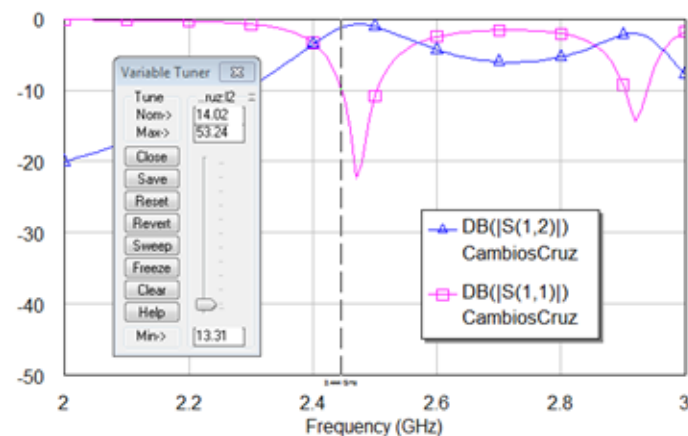


GRÁFICO 14. INFLUENCIA DEL ACORTAMIENTO DEL BRAZO VERTICAL EN EL FILTRO EN CRUZ CON ACOPLA A $\frac{1}{2}$ DE LÍNEA

Con el acoplo a $\frac{1}{4}$ de línea:

El comportamiento es exactamente el mismo que en el caso anterior, con la única diferencia de que la respuesta paso banda a 2.44 GHz se desplaza ligeramente hacia 2.42GHz:

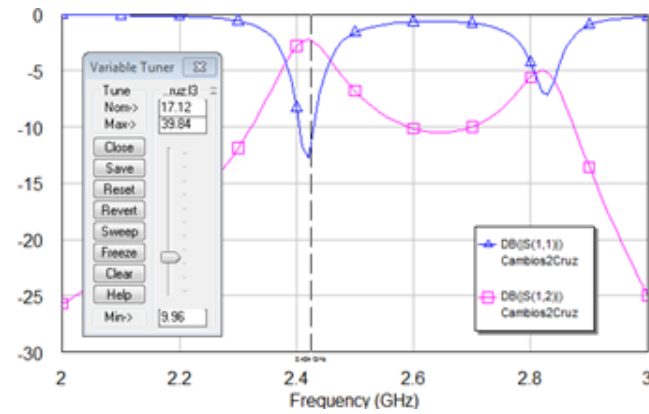


GRÁFICO 15. INFLUENCIA DEL ALARGAMIENTO DEL BRAZO VERTICAL EN EL FILTRO EN CRUZ CON ACOPLA A 1/4 DE LÍNEA

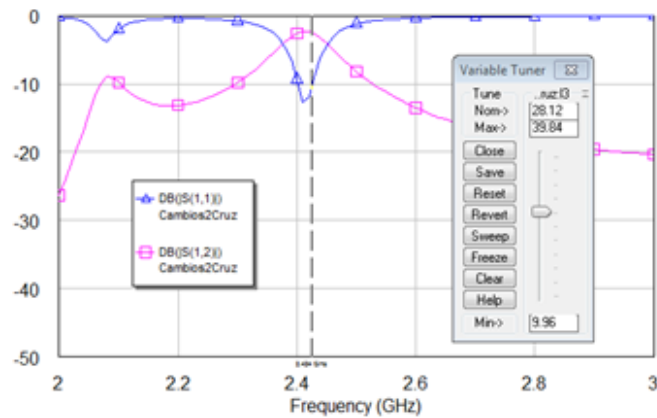


GRÁFICO 16. INFLUENCIA DEL ACORTAMIENTO DEL BRAZO VERTICAL EN EL FILTRO EN CRUZ CON ACOPLA A 1/4 DE LÍNEA

4.2.3.2 Resonador real con cruz de tres brazos

Con el acoplo a $\frac{1}{2}$ de línea:

Si eliminamos un semibrazo vertical, el segundo pico se desplaza ligeramente hacia frecuencias superiores, exactamente el mismo comportamiento que cuando hacemos este brazo más pequeño:

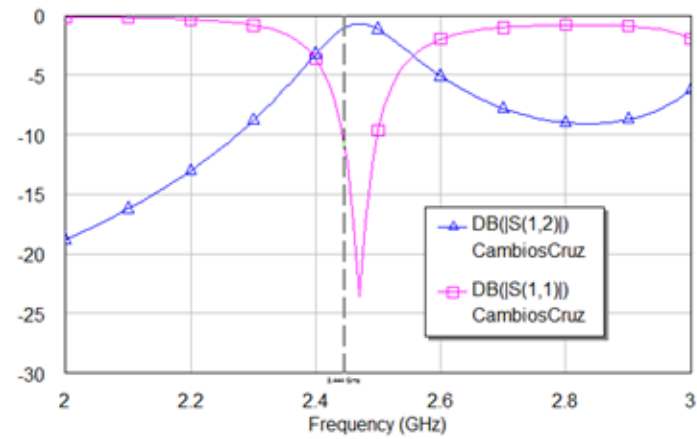


GRÁFICO 17. INFLUENCIA DE LA ELIMINACIÓN DE UN SEMIBRAZO VERTICAL EN EL FILTRO EN CRUZ CON ACOPLA A $\frac{1}{2}$ DE LÍNEA

Con el acoplo a $\frac{1}{4}$ de línea:

Y obtenemos los mismos resultados con el acoplo a $\frac{1}{4}$ de línea:

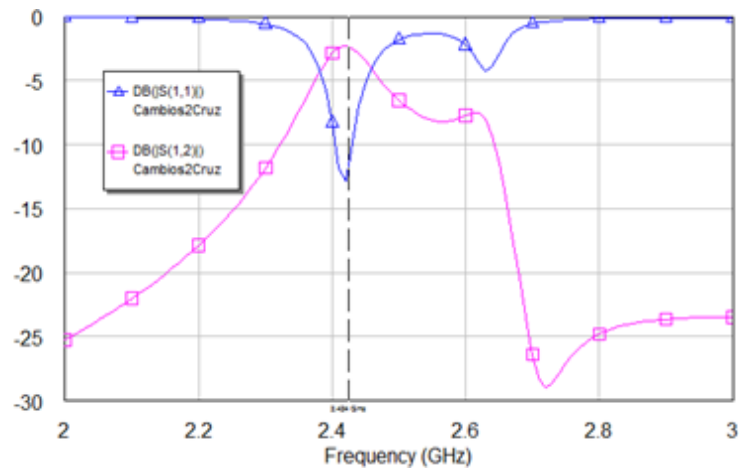


GRÁFICO 18. INFLUENCIA DE LA ELIMINACIÓN DE UN SEMIBRAZO VERTICAL EN EL FILTRO EN CRUZ CON ACOPLA A $\frac{1}{4}$ DE LÍNEA

4.2.3.3 Resonador en cruz sin pérdidas

Centrado en $\lambda/2$

A continuación, realizamos la simulación para el filtro a partir de un resonador en cruz con acoplo a $\frac{1}{2}$ de primer orden real sin pérdidas:

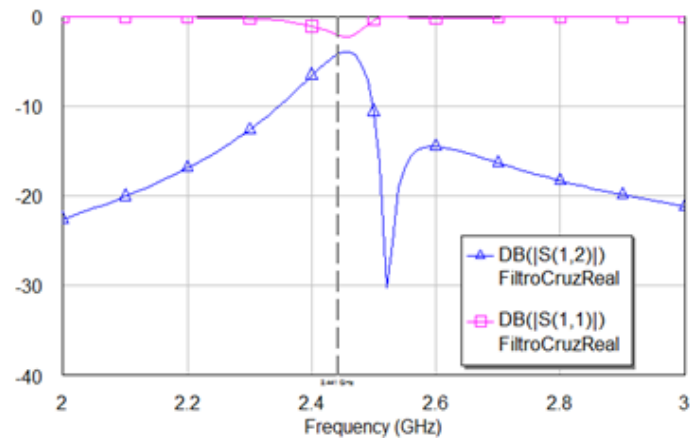


GRÁFICO 19. RESPUESTA FRECUENCIAL ESQUEMÁTICO 10 EN BANDA ESTRECHA SIN PÉRDIDAS

Centrado en λ

Finalmente repetimos la simulación para el filtro con resonador en cruz con acoplo a $1/4$ sin pérdidas:

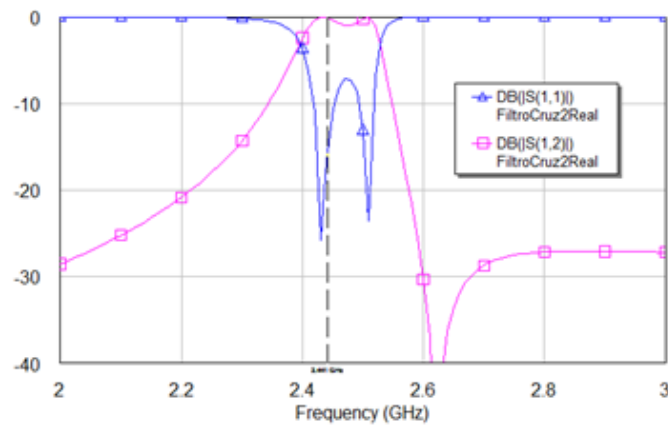
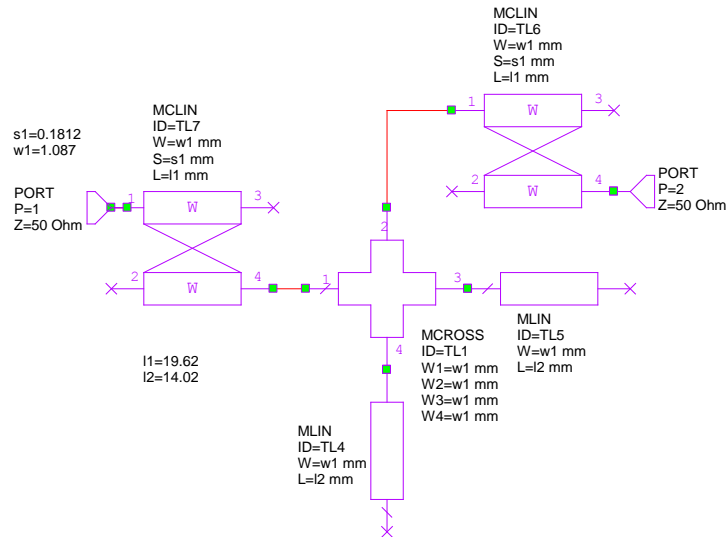


GRÁFICO 20. RESPUESTA FRECUENCIAL ESQUEMÁTICO 11 EN BANDA ESTRECHA

4.2.3.4 Resonador en cruz con uno de los brazos doblados

Cruz con la entrada y la salida a 90 grados centrado en $\lambda/2$

A continuación vamos a introducir una nueva modificación en el filtro con resonador en cruz centrado en $\lambda/2$ sin pérdidas. Colocaremos la entrada y la salida a 90 grados en lugar de a 180 grados como en los casos anteriores:



ESQUEMÁTICO 12. CRUZ CON ACOPLOS A $\frac{1}{2}$ Y CON LA ENTRADA Y LA SALIDA A 90 GRADOS

En este caso encontramos las dos respuestas paso banda correspondientes a los dos brazos, desplazadas hacia frecuencias superiores, con aislamientos mucho mayores y caídas menos abruptas que en el caso de tener la entrada y la salida a 180 grados.

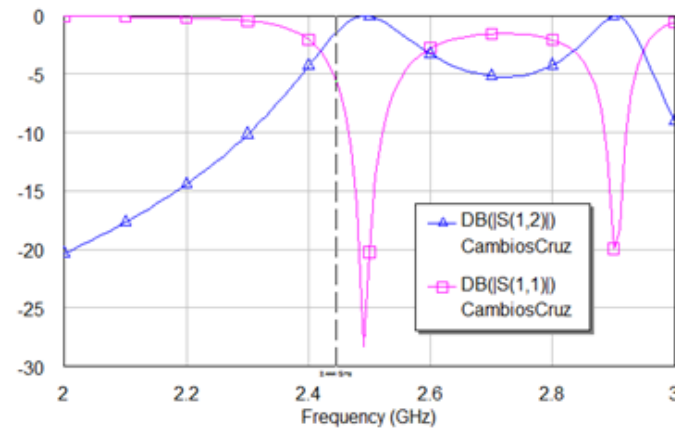
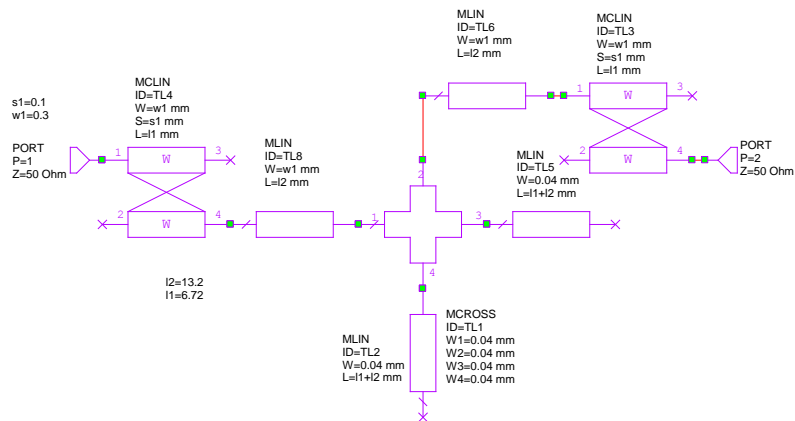


GRÁFICO 21. RESPUESTA FRECUENCIAL ESQUEMÁTICO 12 EN BANDA ESTRECHA

Cruz con la entrada y la salida a 90 grados centrado en λ

Hacemos lo mismo con la cruz que tiene los acoplos a $\frac{1}{4}$:



ESQUEMÁTICO 13. CRUZ CON ACOPLOS A 1/4 Y CON LA ENTRADA Y LA SALIDA A 90 GRADOS

Ahora también nos encontramos con el efecto del desplazamiento, pero en este caso dicho desplazamiento hacia frecuencias superiores no es tan pronunciado como en el caso anterior. Aunque seguimos teniendo aislamientos mayores y caídas menos abruptas que en el caso de tener la entrada y la salida a 180 grados.

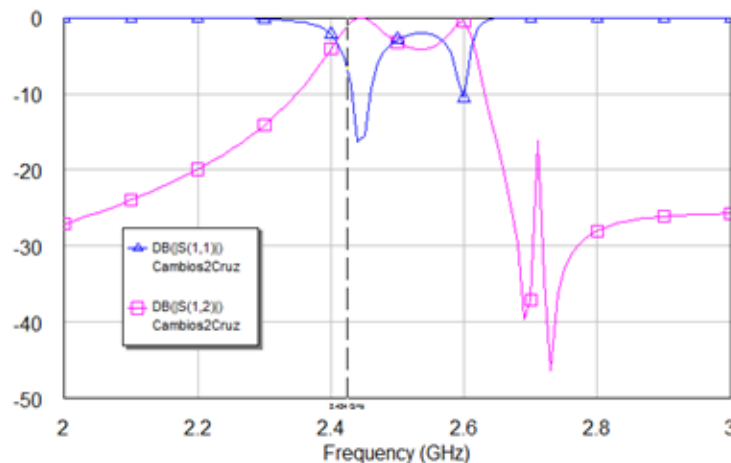
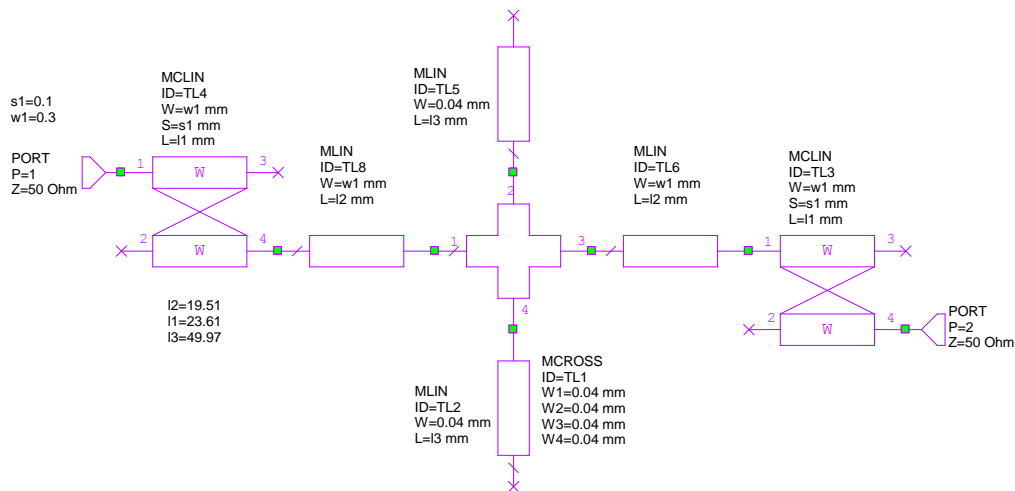


GRÁFICO 22. RESPUESTA FRECUENCIAL ESQUEMÁTICO 13 EN BANDA ESTRECHA

4.2.4 Filtro con resonador en cruz optimizado

Ahora intentaremos conseguir una cruz, funcionando a su segunda frecuencia de resonancia, que tenga una respuesta en frecuencia que sea lo más parecida posible al caso ideal de un filtro paso banda ideal:



ESQUEMÁTICO 14. MEJORAS SOBRE EL FILTRO CON RESONADOR EN CRUZ

Respuesta frecuencial I

Tras haber optimizado el diseño anterior, podemos comprobar que efectivamente el comportamiento que obtenemos es el de un filtro paso banda centrado en torno a nuestra frecuencia de trabajo, con un buen ancho de banda y un aislamiento bastante grande. Además se aprecia que este comportamiento ocurre en la segunda frecuencia de resonancia, y en el resto observamos resonancias degeneradas:

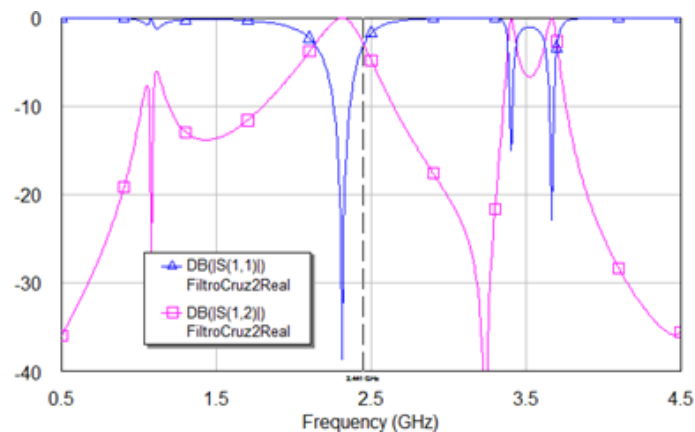
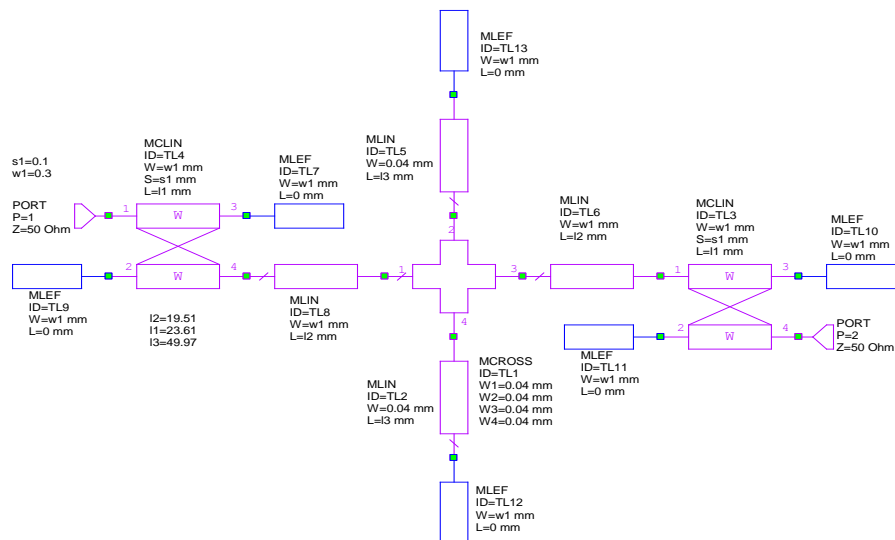


GRÁFICO 23. RESPUESTA FRECUENCIAL ESQUEMÁTICO 14 EN BANDA ESTRECHA

Para lograr una simulación que se acerque lo máximo posible a la realidad, vamos a añadir al final de las líneas el elemento MLEF que simula la terminación de dichas líneas:



ESQUEMÁTICO 15. MEJORAS SOBRE LA CRUZ CON ACOPLLOS A ¼ CON ELEMENTO MLEF

Respuesta frecuencial II

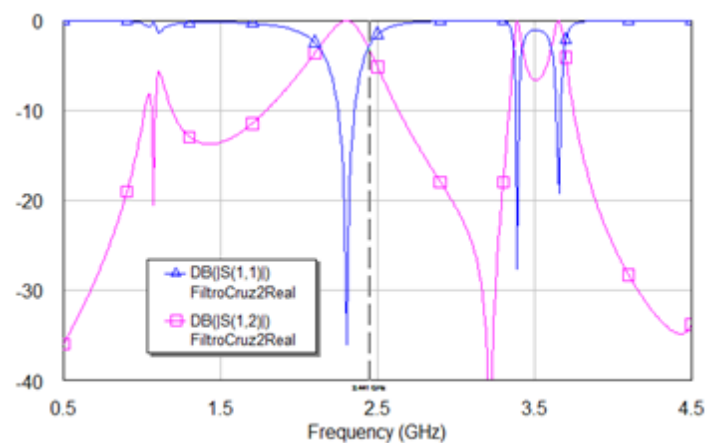


GRÁFICO 24. RESPUESTA FRECUENCIAL ESQUEMÁTICO 15 EN BANDA ESTRECHA

Respuesta frecuencial III

Y para completar esta simulación añadiremos pérdidas en el sustrato:

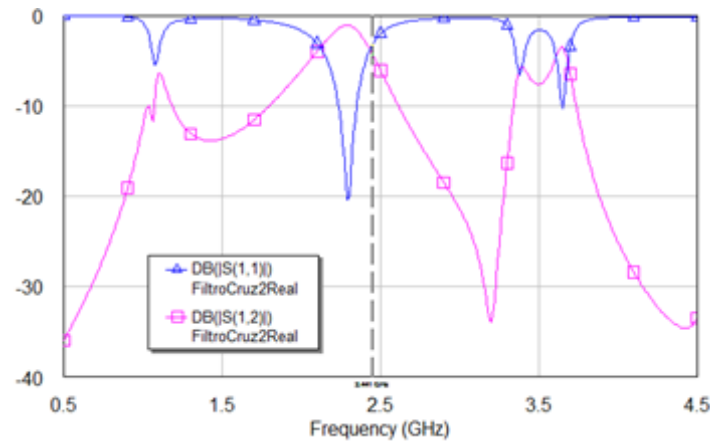
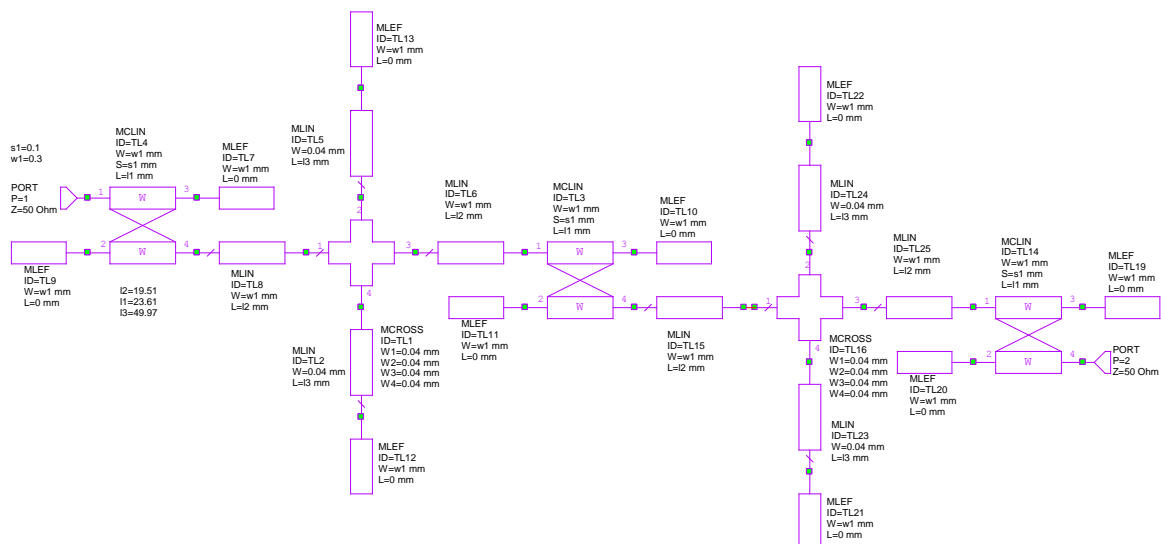


GRÁFICO 25. RESPUESTA FRECUENCIAL ESQUEMÁTICO 15 CON PÉRDIDAS EN BANDA ESTRECHA

Al añadir estas pérdidas claramente apreciamos que la respuesta del filtro empeora, ya que la atenuación es menor, y la transmisión no es tan buena (unos 2 dB de diferencia).

4.3 Filtros en cruz de orden 2

A continuación pasaremos a realizar la simulación de un filtro de segundo orden a partir del de orden 1 optimizado guardando la simetría vertical. Para ello ponemos dos resonadores en cruz (uno a continuación de otro) y ajustamos los acoplamientos, ya que el central siempre suele ser más débil (también hemos tenido que modificar levemente las longitudes de las líneas):



ESQUEMÁTICO 16. CRUZ CON ACOPLS $\lambda/4$ DE SEGUNDO ORDEN

Respuesta frecuencial sin pérdidas

El comportamiento es similar pero con una atenuación mayor ya que este filtro se acerca más al caso ideal (y dos ceros de reflexión):

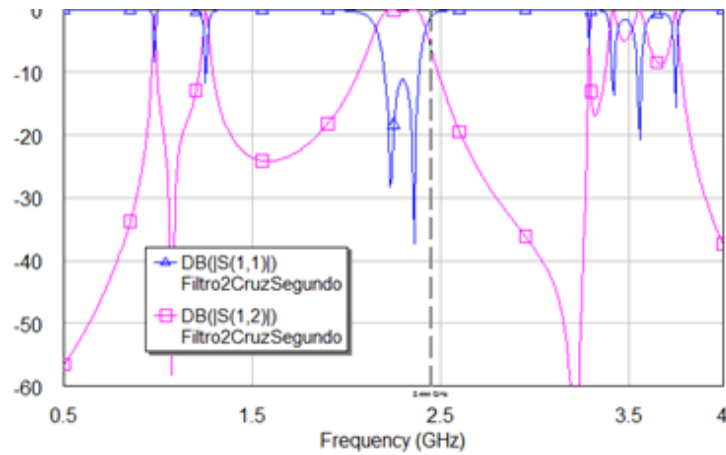


GRÁFICO 26. RESPUESTA FRECUENCIAL ESQUEMÁTICO 16 SIN PÉRDIDAS

Respuesta frecuencial con pérdidas

Como podemos comprobar, ahora tenemos una respuesta paso banda, pero con con dos ceros de reflexión en la curva de aislamiento S_{11} . Además de esta manera perdemos cierto ancho de banda (aunque la selectividad no varía mucho).

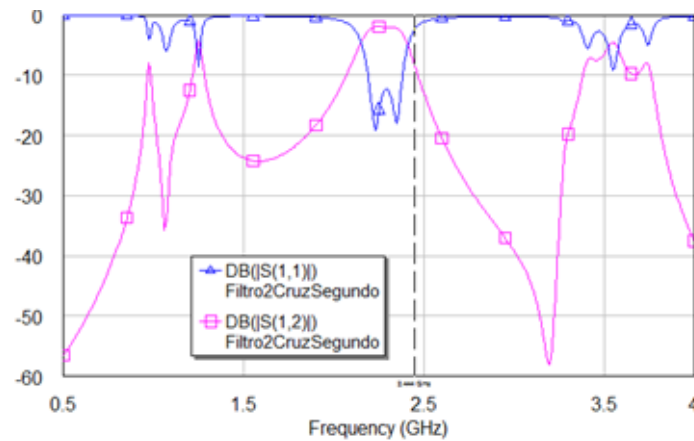
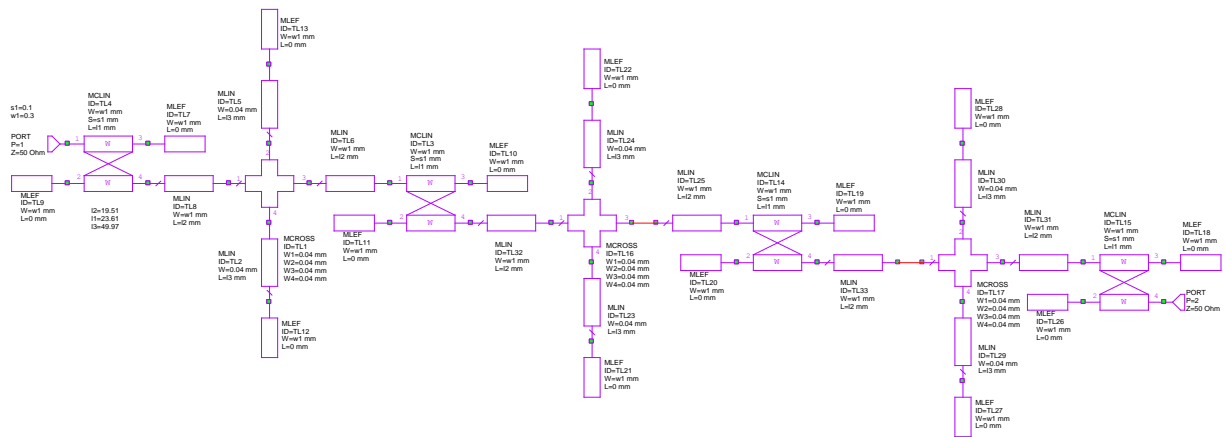


GRÁFICO 27. RESPUESTA FRECUENCIAL ESQUEMÁTICO 16 CON PÉRDIDAS

4.4 Filtros en cruz de orden 3

Finalmente realizaremos la simulación de un filtro de tercer orden con acoplamientos $\lambda/4$ a partir de tres resonadores en cruz:



ESQUEMÁTICO 17. CRUZ CON ACOPLOS $\lambda/4$ DE TERCER ORDEN

Respuesta frecuencial sin pérdidas

Como era de esperar la respuesta presenta bajas pérdidas de inserción (De hecho, sin pérdidas de dieléctrico ni de conductor las pérdidas de inserción en la banda de paso deberían ser 0 dB).

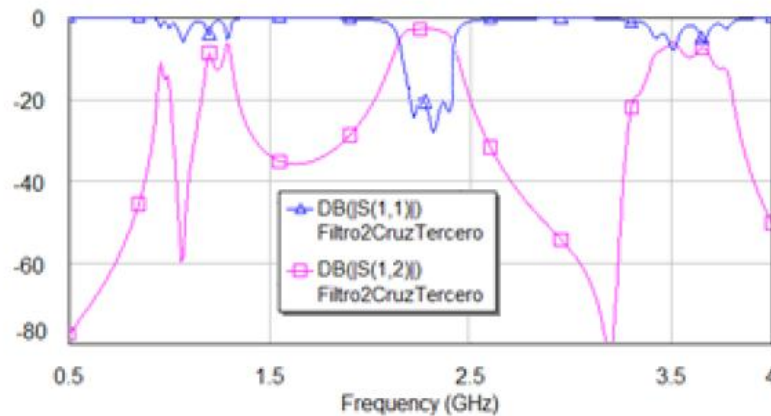


GRÁFICO 28. RESPUESTA FRECUENCIAL ESQUEMÁTICO 17 SIN PÉRDIDAS

Respuesta frecuencial con pérdidas

En este caso también obtenemos una respuesta paso banda con mayor pendiente (más selectivo), pero ahora con 3 ceros de reflexión en la curva de reflexión (S_{11}) y claramente se aprecian mayores pérdidas de inserción:

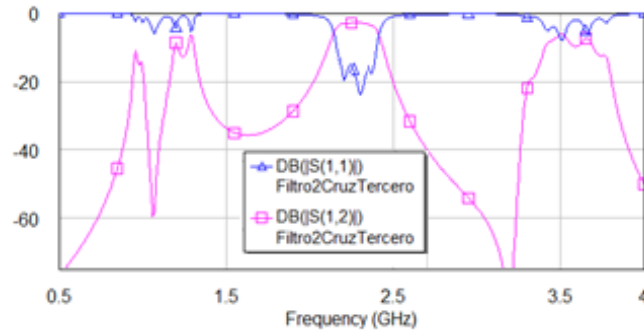
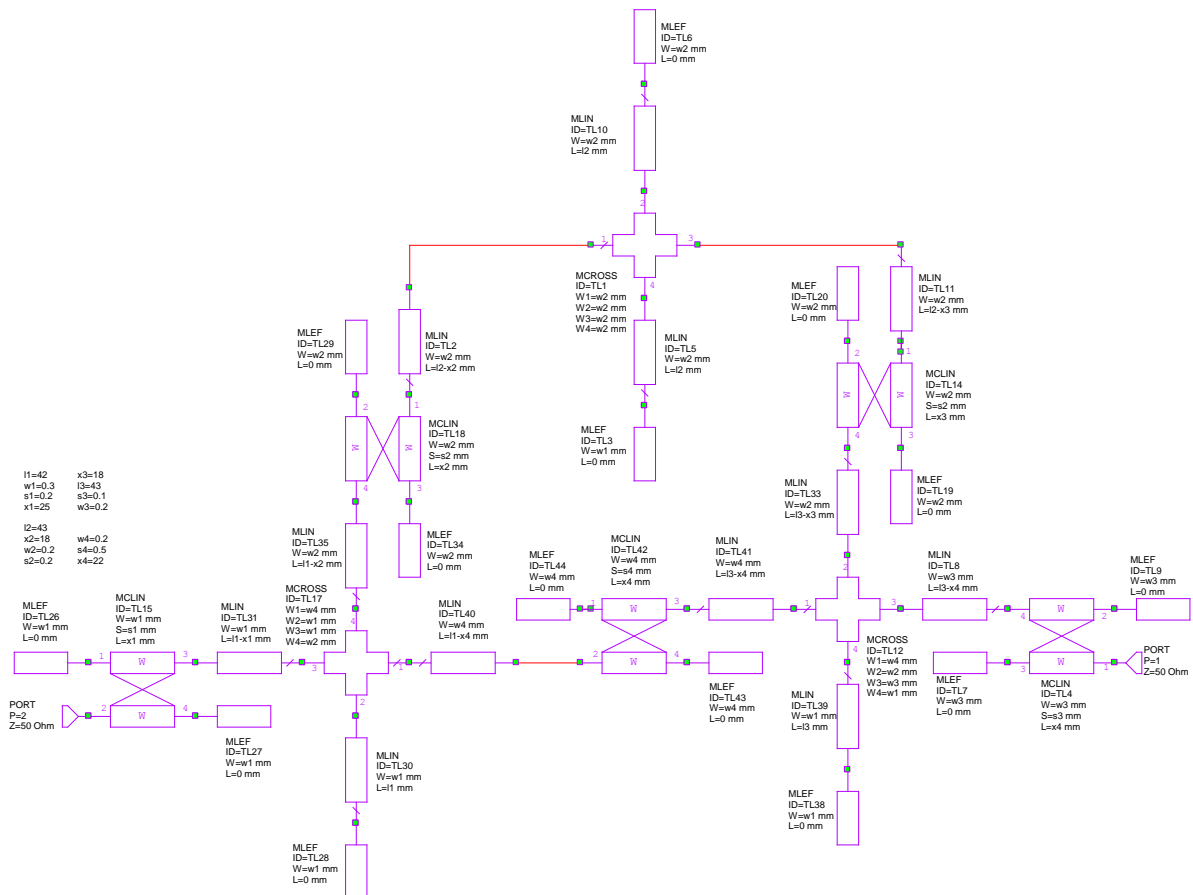


GRÁFICO 29. RESPUESTA FRECUENCIAL ESQUEMÁTICO 17 CON PÉRDIDAS

4.5 Tripletes

Para estudiar las características de un triplete, hemos optado por el siguiente esquemático obtenido a partir del filtro de orden 3 al que hemos añadido un acoplamiento cruzado (aunque cabe destacar que geoméricamente este diseño es imposible):



ESQUEMÁTICO 18. TRIPLETE

Respuesta frecuencial

Para un correcto diseño, en una primera instancia hacemos el acoplamiento cruzado (separación de las líneas acopladas) s_4 muy grande (en torno a 10mm) para simular que en realidad no existe tal acoplo y ver que este filtro se comporta como un filtro en cruz de tercer orden de los simulados anteriormente, de este forma la respuesta que obtenemos es la siguiente:

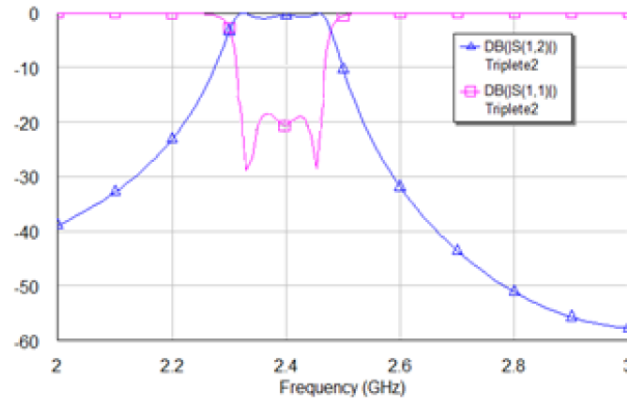


GRÁFICO 30. COMPORTAMIENTO FRECUENCIAL DEL TRIPLETE SIN ACOPLS

Una vez hecho esto, vamos haciendo s_4 cada vez más pequeño y lo que observamos es que el cero se va acercando desde el infinito hasta obtener finalmente la siguiente respuesta:

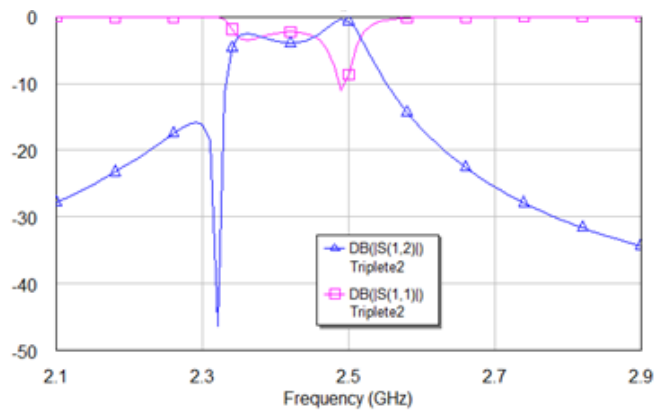


GRÁFICO 31. COMPORTAMIENTO FRECUENCIAL DEL TRIPLETE CON ACOPLS (I)

Pero ahora tenemos que rediseñar de nuevo las longitudes de las líneas para mejorar la respuesta del filtro (aunque como podemos apreciar seguimos teniendo una mala adaptación, y no es equirrizado):

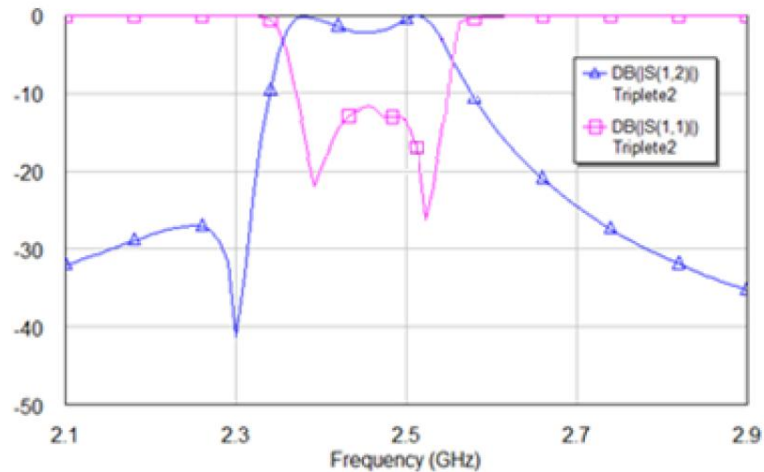


GRÁFICO 32. COMPORTAMIENTO FRECUENCIAL DEL TRIPLETE CON ACOPLS (II)

Efectivamente podemos comprobar que este triplete sintetiza una respuesta de transmisión asimétrica respecto a la frecuencia central del filtro, debido a la existencia de un único cero de transmisión en el plano s.

Además también hemos podido observar que variando el acoplamiento cruzado del filtro, podemos cambiar la posición del cero, lo cual es una de las grandes ventajas de este tipo de estructuras.

En cuanto al retardo de grupo:

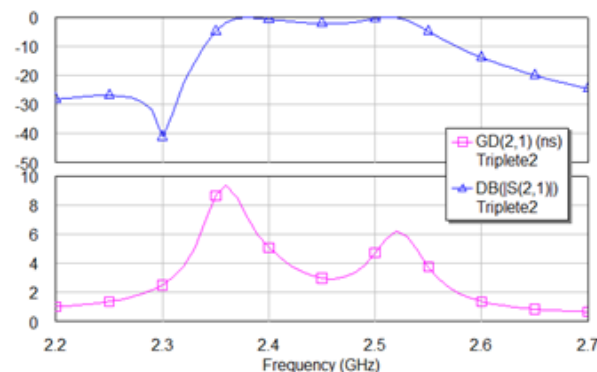


GRÁFICO 33. COMPORTAMIENTO FRECUENCIAL FRENTE AL RETARD DE GRUPO DEL TRIPLETE

Podemos observar que el cero de transmisión que sintetiza el triplete aumenta el retardo de grupo en el límite inferior de la banda de paso, por eso conseguimos que esté demasiado ecualizado, lo cual nos provocará distorsión.

Y en cuanto al factor de calidad:

$$Q = \frac{f_0}{B_w} = \frac{2,42}{2,52 - 2,35} = \frac{2,42}{0,17} = 14,23$$

Capítulo 5

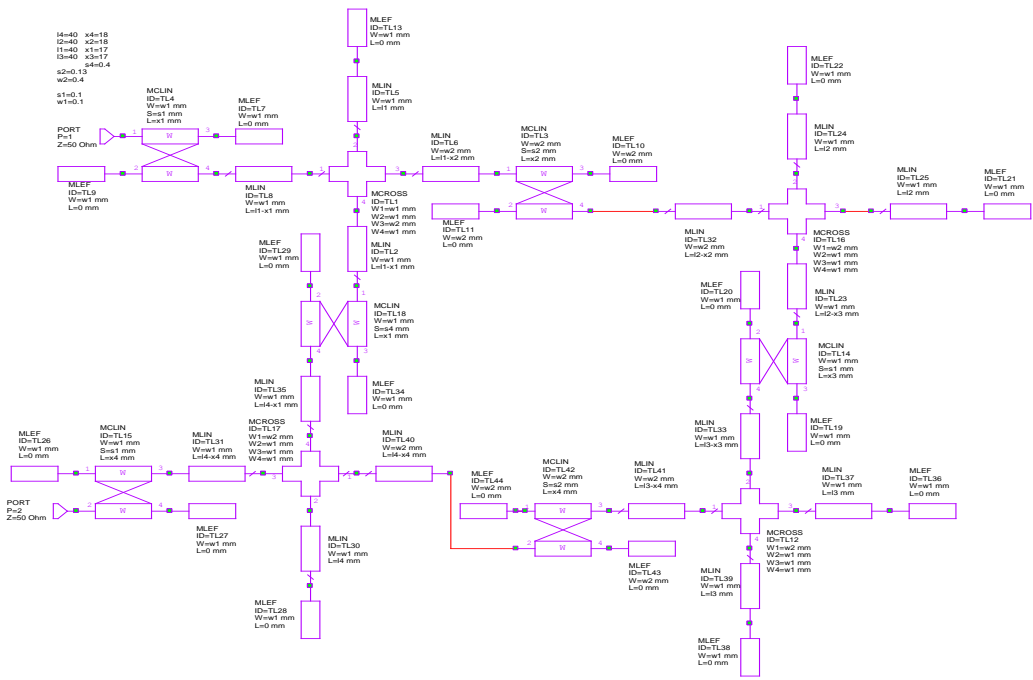
Cuadrupeles

En este capítulo implementaremos el filtro objetivo del proyecto. Para ello comenzaremos diseñando un primer filtro de orden 4 (por medio de filtros de orden menor) que transformaremos en un cuadruplete (con acoplamientos del mismo signo), luego introduciremos un desfasador, a continuación, con el diseño más o menos claro, elegiremos el sustrato que más nos convenga y finalmente diseñaremos los acoplamientos de entrada.

5.1 Primera aproximación del cuadruplete

5.1.1 Primera aproximación del cuadruplete

Para comenzar a estudiar las características de un cuadruplete, hemos optado por el esquemático mostrado en la figura 19. Para llegar a él, hemos partido del filtro de orden 2 con resonadores en cruz del capítulo anterior y lo hemos duplicado de manera simétrica respecto al eje vertical, hemos creado el acoplamiento cruzado s4 y hemos seguido el mismo procedimiento que con el triplete. Para ello hacemos el acoplamiento cruzado s4 igual a 10 mm con lo que obtenemos la respuesta frecuencial mostrada en el gráfico 35:



ESQUEMÁTICO 19. CUADRULETE

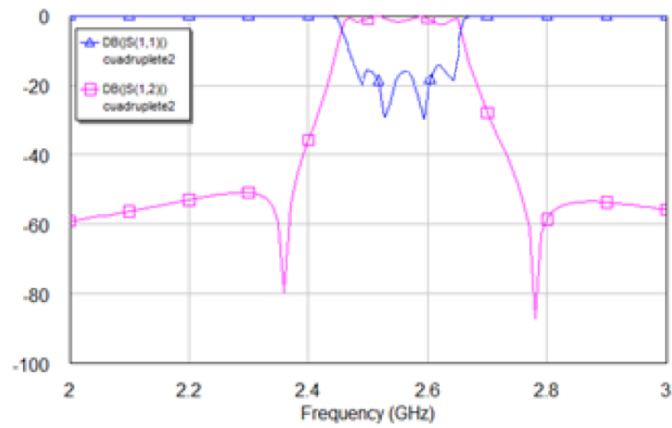


GRÁFICO 34. COMPORTAMIENTO FRECUENCIAL DEL CUADRULETE CON ACOPLAMIENTO CRUZADO GRANDE

Y ahora, a medida que disminuimos la separación del acoplamiento cruzado vemos como van desapareciendo los ceros laterales hasta obtener la siguiente respuesta:

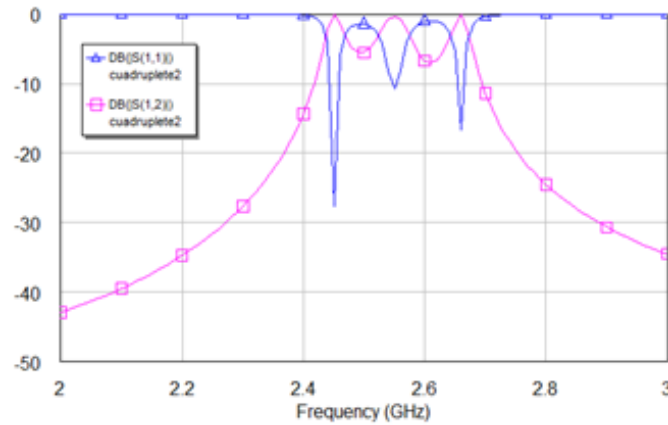


GRÁFICO 35. COMPORTAMIENTO FRECUENCIAL DEL CUADRULETE CON ACOPLS (I)

Pero tal y como hicimos con el triplete, ahora debemos ajustar de nuevo un poco la separación del resto de acoplamientos:

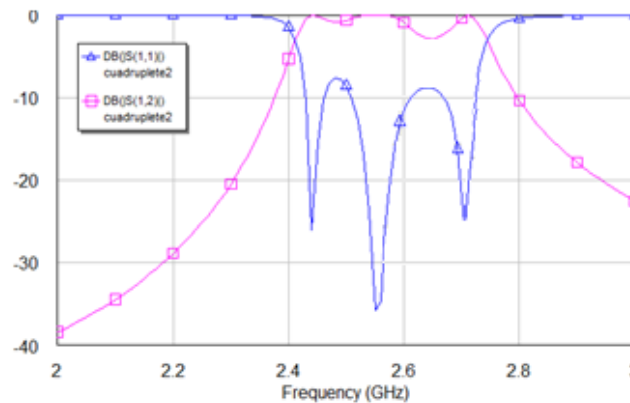


GRÁFICO 36. COMPORTAMIENTO FRECUENCIAL DEL CUADRULETE CON ACOPLS (II)

El filtro que obtenemos no tiene aún una respuesta óptima, ya que está muy mal adaptado (menos de 10 dB) y no tiene los cuatro ceros de reflexión que debería tener al ser una red de orden cuatro.

En la figura anterior podemos comprobar que tenemos un filtro con todos los acoplamientos del mismo signo (es decir, ceros reales).

Con este tipo de cuadrupletes siempre se obtiene una respuesta simétrica, y al tener una pareja de ceros sobre el eje real, la respuesta en frecuencia de dicho filtro no tiene ceros, pero tenemos ecualización en el retardo de grupo (lo cual provoca que las distintas componentes de entrada no lleguen de forma muy diferente y no nos provoquen distorsión):

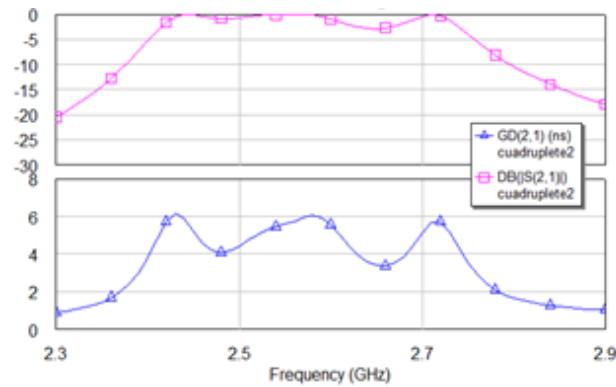


GRÁFICO 37. COMPORTAMIENTO FRECUENCIAL FRENTE AL RETARDO DE GRUPO DEL CUADRULETE (I)

A diferencia del efecto que hemos observado en el caso de la existencia de un cero imaginario, con los ceros reales vemos que aparece una tercera elevación central.

Nuestro siguiente objetivo es ecualizar el GD, con lo que obtendríamos filtros con una menor distorsión. Para ello se rediseña la longitud de las líneas y los coeficientes de los acoplamientos:

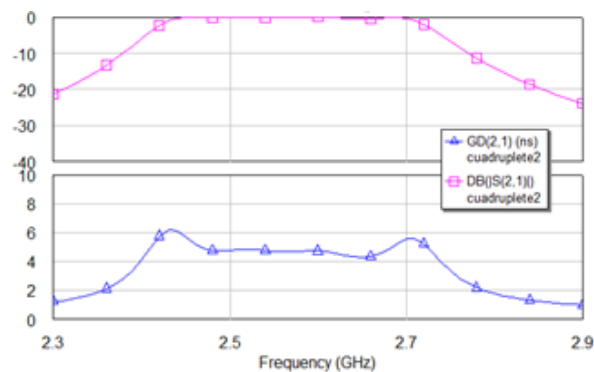


GRÁFICO 38. COMPORTAMIENTO FRECUENCIAL FRENTE AL RETARDO DE GRUPO DEL CUADRULETE (II)

Y con estos nuevos ajustes hemos mejorado la respuesta del filtro, ya que ahora la adaptación es mejor y sí que observamos los cuatro ceros de reflexión:

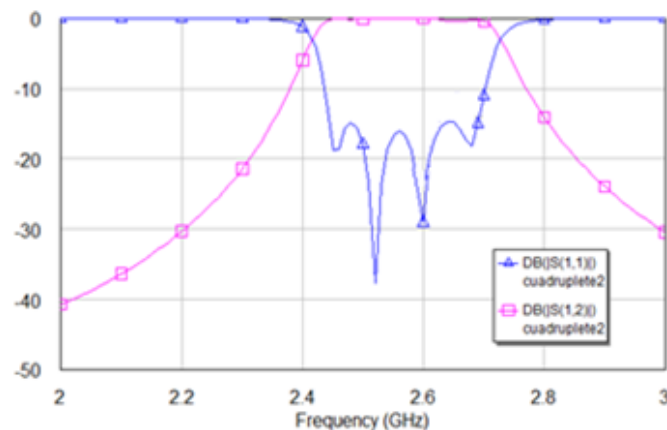


GRÁFICO 39. COMPORTAMIENTO FRECUENCIAL DEL CUADRULETE CON ACOPLS (III)

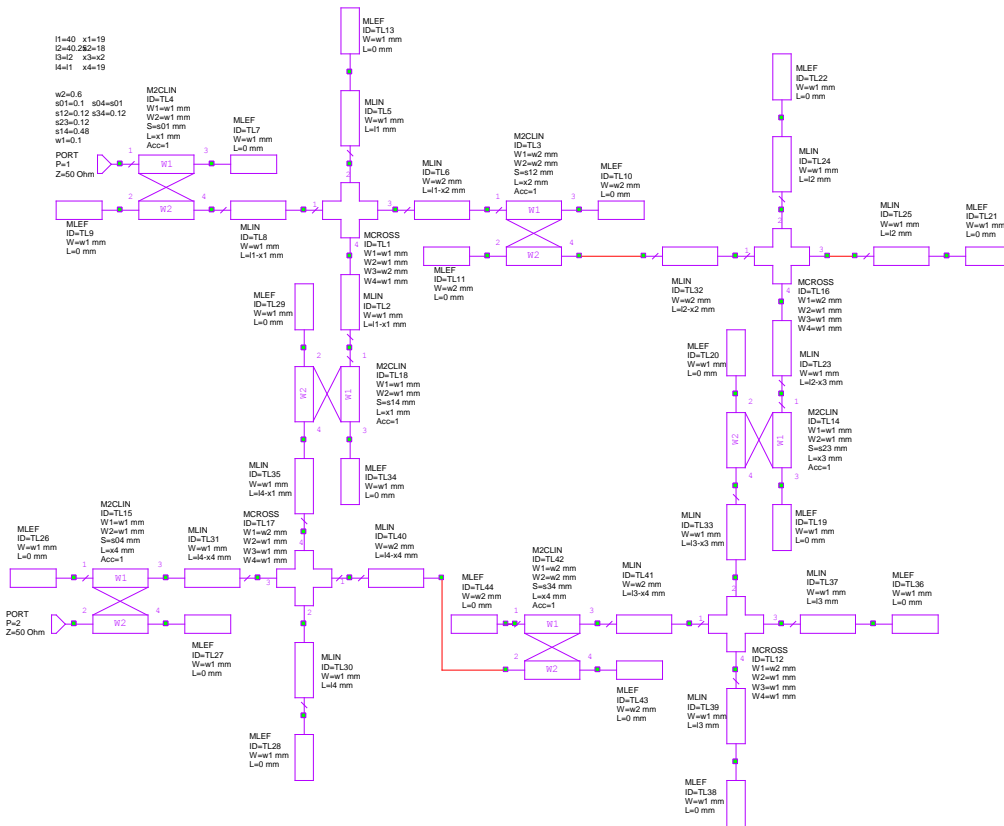
Y en cuanto al factor de calidad:

$$Q = \frac{f_0}{B_w} = \frac{2,58}{2,73 - 2,45} = \frac{2,58}{0,28} = 9,21$$

Pero ahora la cuestión que nos planteamos es: ¿Por qué aparecen esos dos ceros en la banda de paso del cuadruplete cuando la separación del acoplamiento cruzado s_4 es grande?

La respuesta es muy simple, este fenómeno se debe, ni más ni menos, que a la poca precisión que nos proporciona el modelo MCLIN cuando el acoplamiento es pequeño. Si se sustituye MCLIN por M2CLIN el efecto desaparece, y además al aumentar la separación la respuesta tiende a la que se tiene con dos MLIN independientes, como es de esperar.

Por este motivo, vamos a cambiar las MCLIN por M2CLIN viendo cómo cambia el comportamiento:



ESQUEMÁTICO 20. CUADRULETE IMPLEMENTADO MEDIANTE M2CLIN

Respuesta frecuencial II

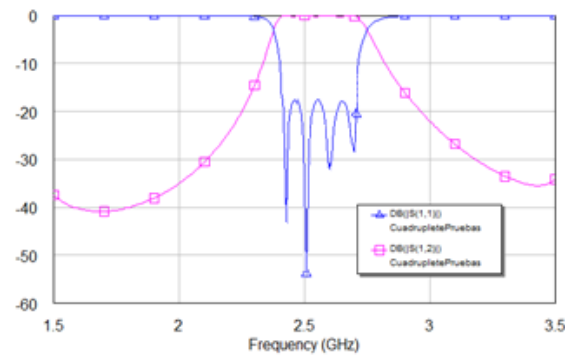


GRÁFICO 40. COMPORTAMIENTO FRECUENCIAL DEL CUADRULETE MEDIANTE M2CLIN

Como podemos observar, la respuesta mejora bastante (mejor adaptación, repuesta S_{11} equirrizada...), pero además a continuación se muestra el retardo de grupo, en el que podemos observar con más claridad la elevación central causada por los ceros centrales:

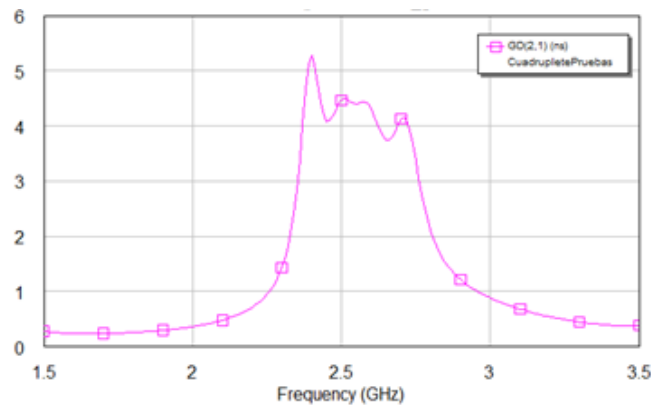


GRÁFICO 41. RETARDO DE GRUPO DEL CUADRULETE CON M2CLIN

Y en cuanto al factor de calidad:

$$Q = \frac{f_0}{B_w} = \frac{2,5}{2,7 - 2,4} = \frac{f_0}{0,3} = 8,33$$

Ahora la pregunta es ¿por qué el retardo de grupo es claramente asimétrico?

La respuesta es sencilla, ya que está demostrado que el retardo de grupo es proporcional a la pendiente del filtro en la banda de paso. Por este motivo, si nos fijamos en la pendiente izquierda del gráfico 41 observamos que esta es un poco más pronunciada, lo cual se manifiesta claramente en el retardo de grupo del gráfico 42.

Esta curiosa propiedad es debida a que los filtros más selectivos deben tener un retardo de grupo malo.

Vamos a ejemplificar este comportamiento realizando las siguientes modificaciones en el filtro y observando como empeora la respuesta del mismo:

$l1=40.2$	$x1=21$	$s01=0.1$	$s04=s01$
$l2=40.12$	$x2=22$	$s12=0.1$	$s34=0.11$
$l3=l2$	$x3=x2$	$s23=0.11$	$w2=0.4$
$l4=l1$	$x4=21$	$s14=0.47$	$w1=0.1$

De esta manera empeoramos la adaptación, eliminamos el comportamiento equirrizado y dejan de apreciarse con claridad los cuatro ceros de reflexión:

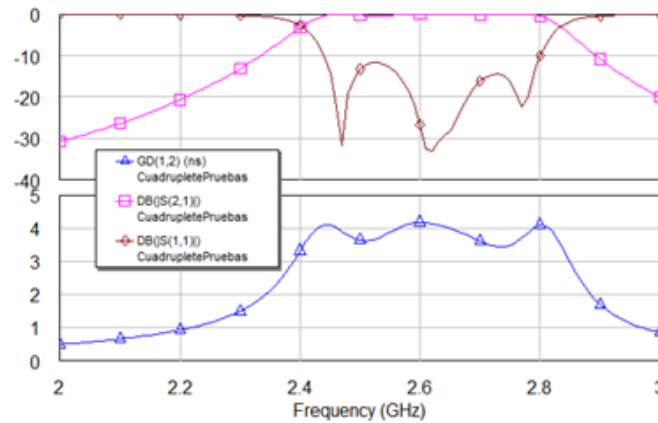


GRÁFICO 42. COMPORTAMIENTO FRECUENCIAL FRENTE AL RETARDO DE GRUPO DEL CUADRULETE M2CLIN MODIFICADO

5.2 Cuadruplete con acoplamientos de signos opuestos

Como hemos podido observar en los anteriores cuadrupeles, al tener todos los acoplos con el mismo carácter, es decir, con coeficientes del mismo signo, la respuesta del cuadruplete presentaba una pareja de ceros sobre el eje real que afectaban a la respuesta frecuencial de dicho filtro (reduce la selectividad y ecualiza el retardo de grupo).

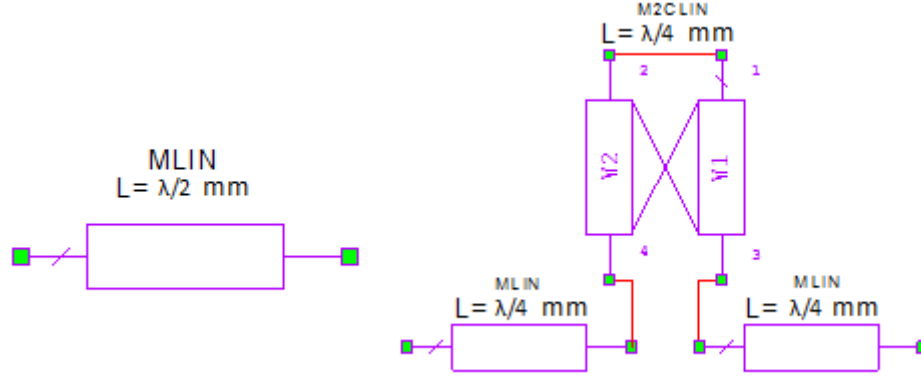
Ahora trataremos de generar ceros de transmisión en este tipo de filtros. En teoría necesitaríamos implementar simultáneamente regiones con carácter inductivo y regiones con carácter capacitivo, sin embargo, esto también se puede conseguir gracias a una inversión de fase que forzaremos en alguno de los resonadores del filtro [7].

Para ello, en primer lugar, probaremos con un nuevo tipo de resonador, que sea equivalente a un resonador $\lambda/2$ pero que produzca la inversión necesaria al contener una sección desfasadora. Este resonador contendrá un tramo conocido como desfasador Schiffman y será colocado en el centro geométrico del resonador $\lambda/2$ introduciendo de esta manera un desfase controlable $\Delta\phi$ (en nuestro caso este desfase es de π radianes).

5.2.1 Diseño del desfasador

El desfasador de Schiffman no es más que un par de líneas acopladas de longitud equivalente a los grados que queramos desfasar.

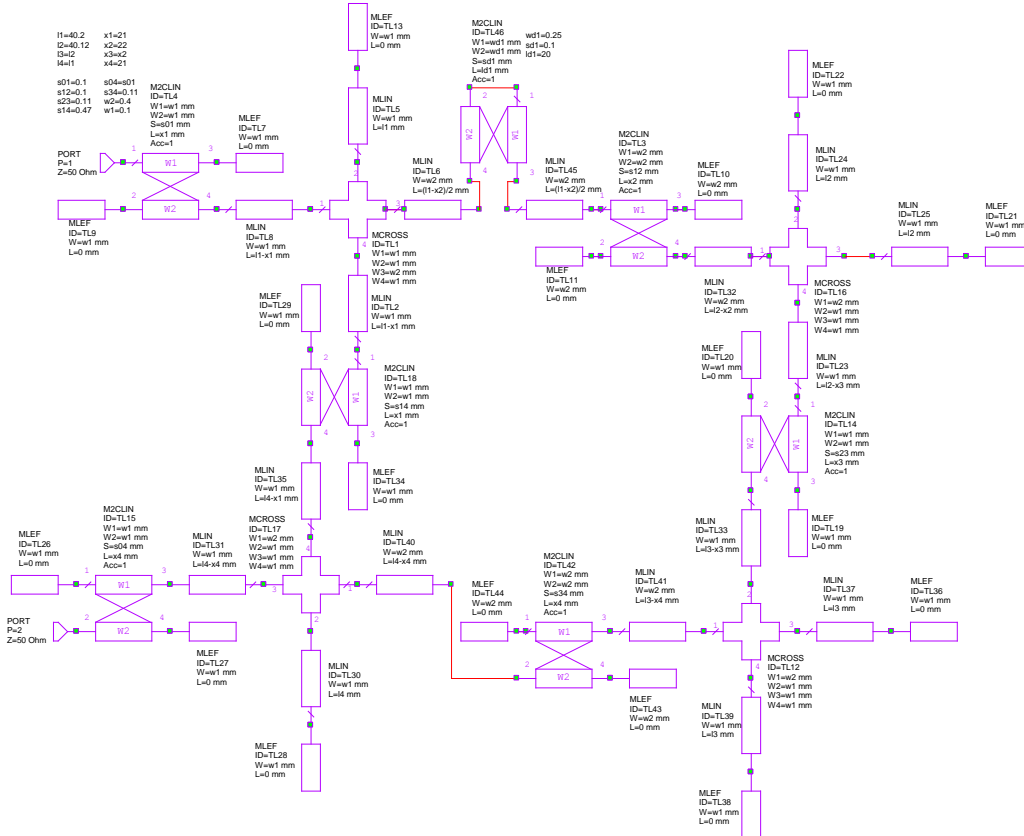
Por eso sustituiremos los resonadores convencionales por el resonador con desfaseador Schiffman:



ESQUEMÁTICO 21. RESONADOR CONVENCIONAL FRENTE AL RESONADOR DE SCHIFFMAN

5.2.2 Cuadrupte con desfaseador de Schiffman

Introduciendo este cambio en uno de los resonadores obtenemos el siguiente esquemático:



ESQUEMÁTICO 22. CUADRUPTETE CON RESONADOR DE SCHIFFMAN

Respuesta frecuencial

Y con este desfasador observamos los ceros buscados (Sin embargo la respuesta del filtro no es buena, pero de momento el objetivo es obtener los ceros de transmisión):

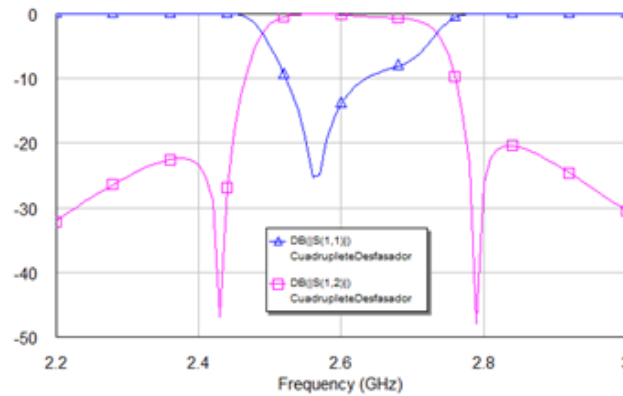


GRÁFICO 43. RESPUESTA FRECUENCIAL DEL CUADRULETE CON DESFASADOR DE SCHIFFMAN

En cuanto al retardo de grupo, podemos observar perfectamente el efecto causado por dichos ceros:

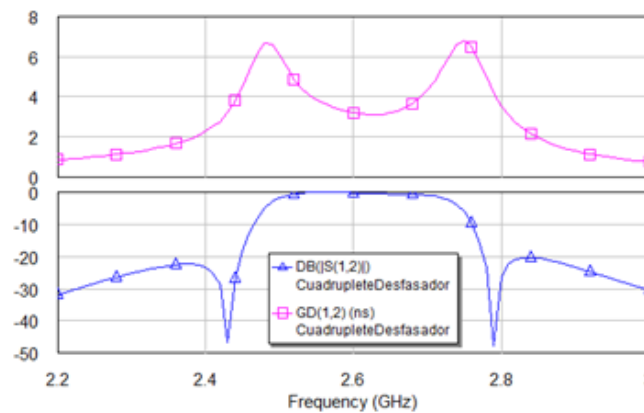


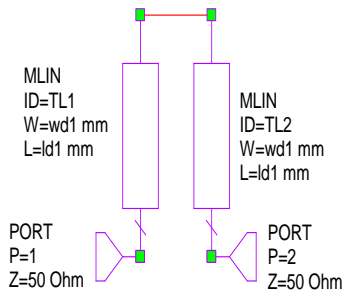
GRÁFICO 44. RETARDO DE GRUPO FRENTE A RESPUESTA FRECUENCIAL DEL CUADRULETE CON DESFASADOR

Y en cuanto al factor de calidad:

$$Q = \frac{f_0}{B_w} = \frac{2,6}{2,74 - 2,53} = \frac{2,6}{0,21} = 12,38$$

Como podemos observar en las respuestas del nuevo filtro, obtenemos dos ceros de transmisión que causan un retardo de grupo esperado, con dos elevaciones laterales correspondientes a dichos ceros de transmisión.

Como hemos podido apreciar, hemos utilizado un par de líneas acopladas para crear el desfase en lugar de un par de líneas no acopladas. El motivo de este hecho es, que mientras que un par de líneas normales tiene una respuesta en fase lineal, un par de líneas acopladas no:



ESQUEMÁTICO 23. LÍNEAS NO ACOPLADAS

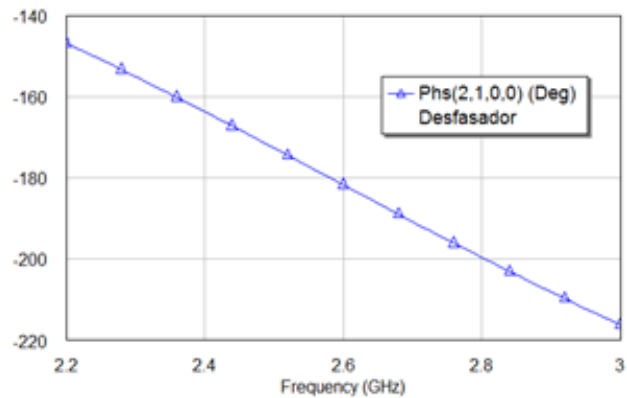
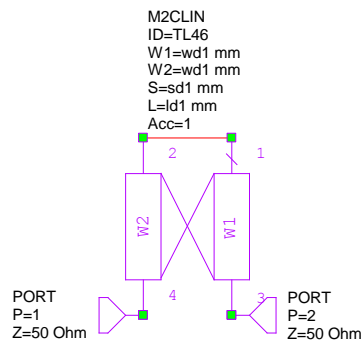


GRÁFICO 45. RESPUESTA EN FASE DE DOS LÍNEAS NO ACOPLADAS



ESQUEMÁTICO 24. LÍNEAS ACOPLADAS

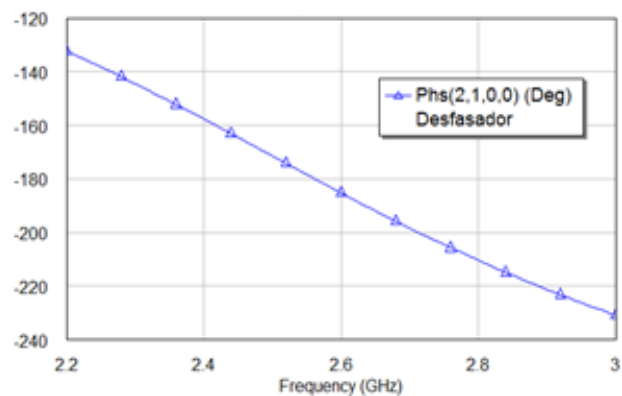


GRÁFICO 46. RESPUESTA EN FASE DE DOS LÍNEAS ACOPLADAS

En el caso de la representación anterior no se apreciaba este comportamiento con claridad, pero en el caso de las líneas acopladas deberíamos observar una respuesta no lineal. Otro de los motivos por los que el desfaseador se hace con líneas acopladas es porque con esta solución conseguimos reducir el tamaño de este tramo.

Otra de las cuestiones a destacar es que la posición en la que hemos comentado el desfaseador es arbitraria, ya que da igual en qué posición lo coloquemos ya que la cuestión es que por un camino tengamos un desfase respecto al otro camino. U otra posibilidad hubiera sido colocar medio desfase en la mitad del camino y medio desfase en la otra mitad.

5.3 Búsqueda del sustrato idóneo

El siguiente paso es realizar un filtro que podamos construir, para ello tendremos en cuenta las siguientes consideraciones:

- Las líneas no nos deben quedar muy finas ya que de esta manera facilitamos su construcción, con un límite de unos 200 μ m.
- Buscaremos una adaptación mejor de 17-18 dB.
- Además debemos elegir sustratos con mayor espesor, ya que estos permiten construir filtros con mayores anchos de banda (sustratos finos proporcionan líneas con impedancias bajas).
- Debemos fijarnos en el espesor del cobre ya que a mayor espesor, mayor acoplamiento.
- Como tenemos circuitos resonantes es mejor sustratos con pocas pérdidas.

Además disponemos de unos sustratos concretos con los que vamos a realizar los distintos diseños.

5.3.1 Sustrato Arlon 1000

En primer lugar, mostramos las propiedades que influyen en el diseño de nuestro filtro:

TABLA 3. PROPIEDADES SUSTRATO ARLON 1000

Typical Properties:

AD1000

Property	Units	Value	Test Method
Dielectric Constant	-	10.20	IPC TM-650 2.5.5.5
Dissipation Factor	-	0.0023	IPC TM-650 2.5.5.5
Strength to Copper		1 oz/35 micron	

En la siguiente gráfica podemos ver una de las ventajas de esta familia de sustratos: la robustez de los mismos a través de la frecuencia. Gracias a esta característica, el AR1000 es bastante útil para aplicaciones de alta frecuencia:

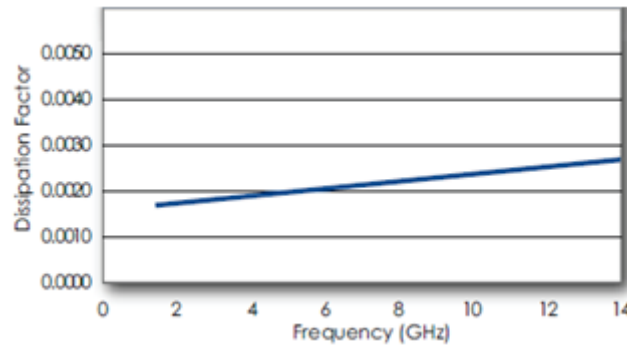


GRÁFICO 47. FACTOR DE DISIPACIÓN FRENTE A LA RESPUESTA EN FRECUENCIA PARA AR1000

Con estas características usamos el siguiente sustrato:

Er=10
H=1.27 mm
T=0.035 mm
Rho=0
Tand=0
ErNom=3.38
Name=AR10N1000

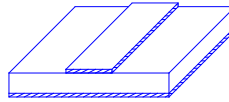
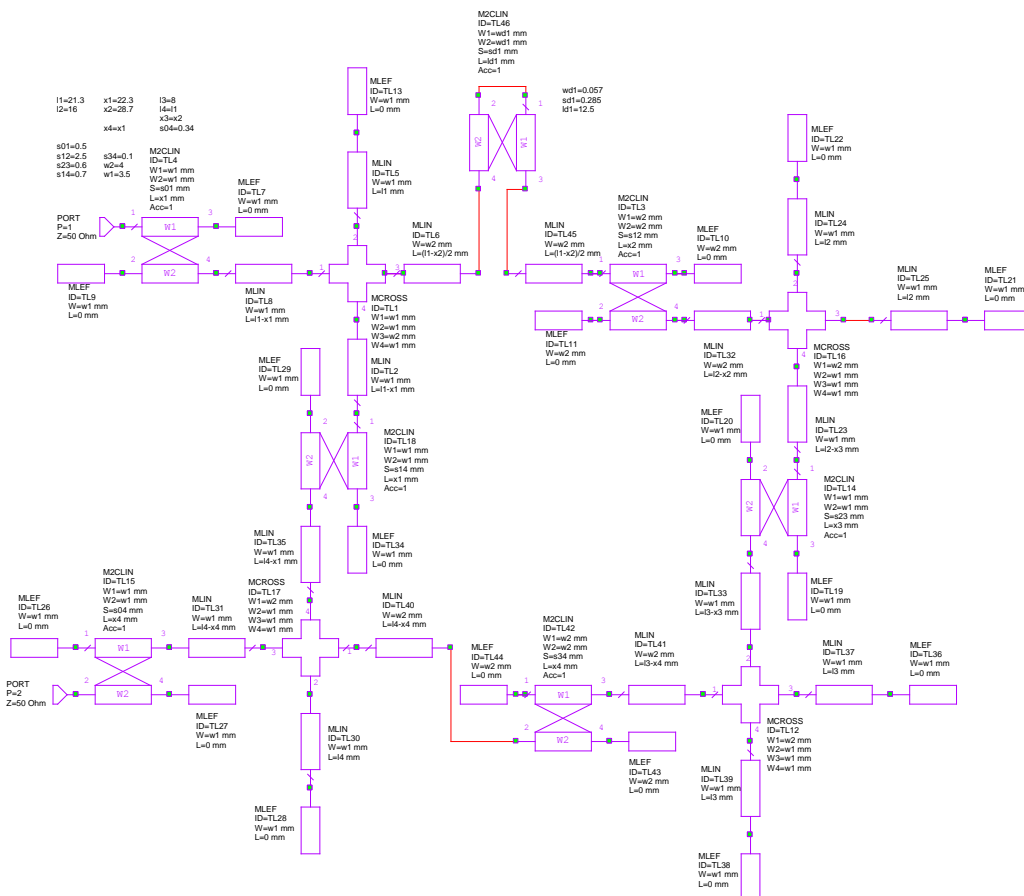


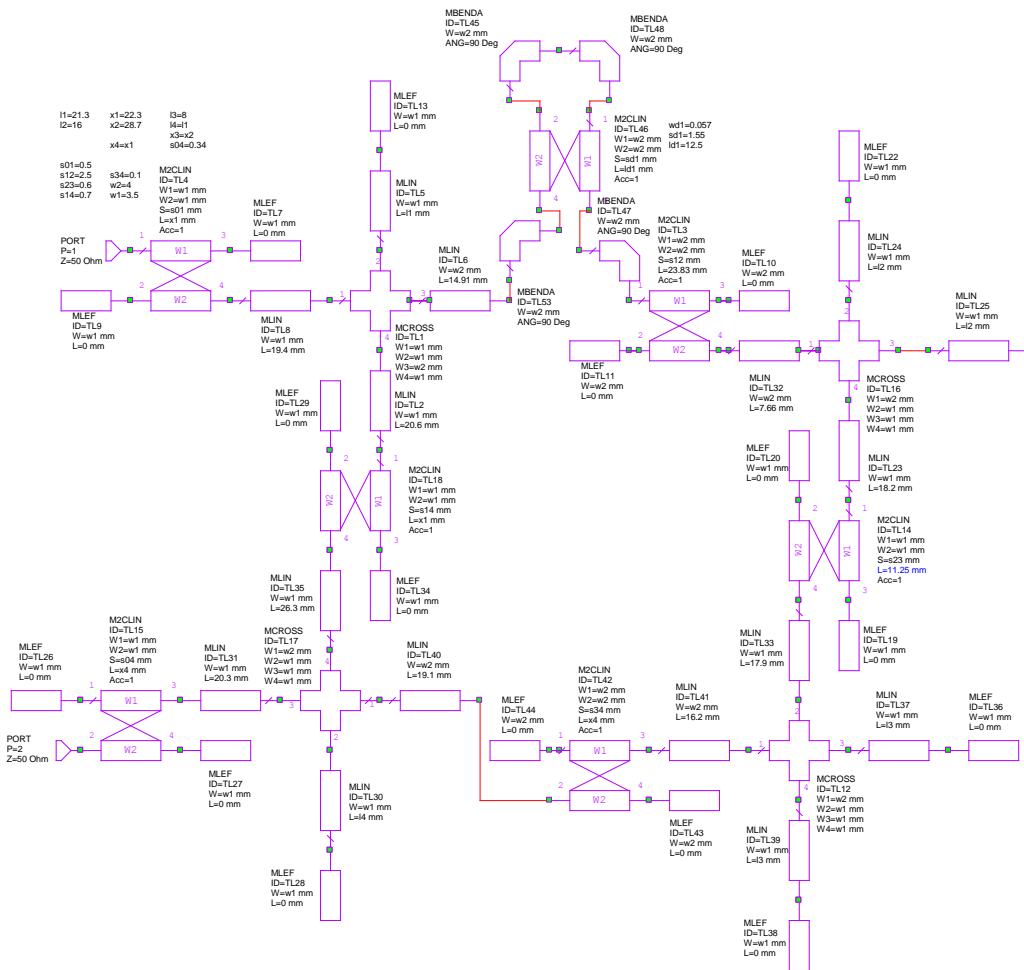
FIGURA 18. SUSTRATO PARA IMPLEMENTAR AR1000

Así obtenemos el siguiente filtro:



ESQUEMÁTICO 25. CUADRUPTETE CON SUSTRATO AR1000 (I)

Pero el filtro mostrado anteriormente no es un filtro que se pueda realizar debido a la estructura del mismo, por ello debemos introducir algunos elementos como curvas y codos que hagan que todas las partes encajen perfectamente, pero no modifiquen las longitudes eléctricas y apenas alteren el comportamiento del filtro anterior:



ESQUEMÁTICO 26. CUADRULETE CON SUSTRATO AR1000 (II)

Como podemos ver en la siguiente figura este filtro si es realizable:

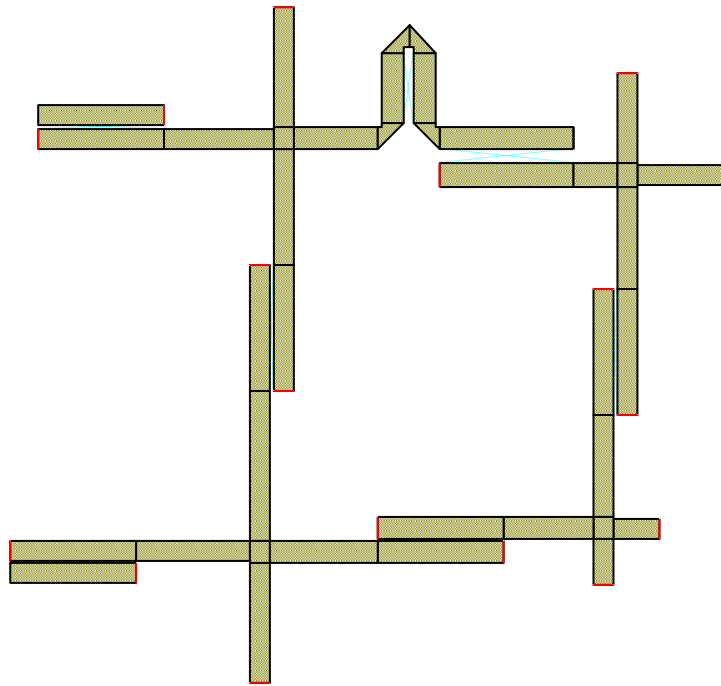


FIGURA 19. DISEÑO DEL CUADRULETE AR1000

Podemos apreciar que las frecuencias de resonancia de los dos resonadores inferiores son muy diferentes. Además los dos resonadores de la derecha están desintonizados y por lo tanto este filtro es de orden dos. A pesar de estas cuestiones el diseño nos sirve para hacernos una idea de las proporciones que tendrá el filtro, que es precisamente el objetivo de este apartado.

Respuesta frecuencial

Efectivamente comprobamos que el filtro es de orden 2:

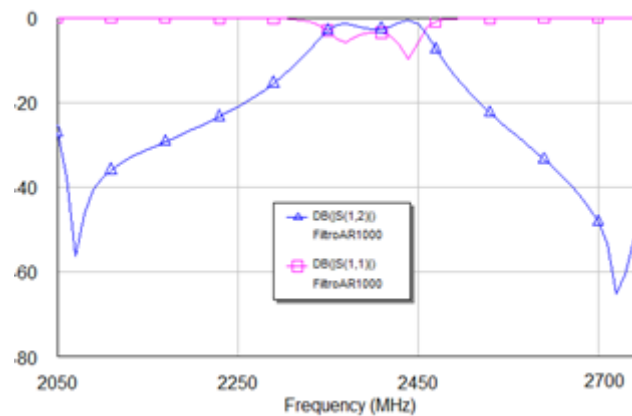


GRÁFICO 48. RESPUESTA FRECUENCIAL CUADRULETE AR1000

5.3.2 Sustrato Arlon 600

Propiedades que influyen en el diseño de nuestro filtro:

TABLA 4. PROPIEDADES SUSTRATO ARLON 600

Typical Properties: AD600			
Property	Test Method	Condition	Result
Dielectric Constant	IPC TM-650 2.5.5.3	C23/50	6.15
Dissipation Factor	IPC TM-650 2.5.5.3	C23/50	0.003
thickness (mm)	—	—	0.6
copper cladding (mm)	—	—	0.035

En la siguiente gráfica volvemos a mostrar la estabilidad de este tipo de sustratos frente a la frecuencia, lo cual asegura un fácil diseño la escalabilidad del mismo:

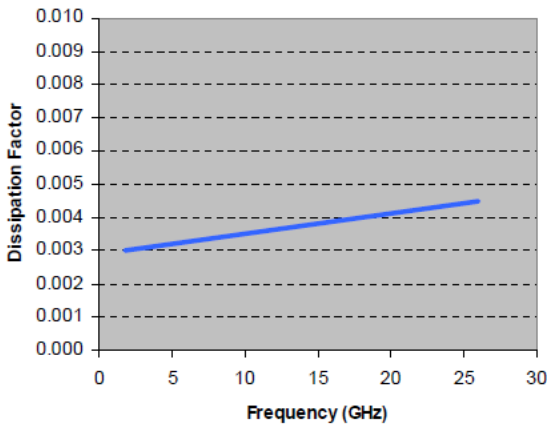


GRÁFICO 49. FACTOR DE DISIPACIÓN FRENTE A RESPUESTA EN FRECUENCIA PARA AD600

De la misma manera que hicimos anteriormente utilizamos un sustrato de características similares para la simulación:

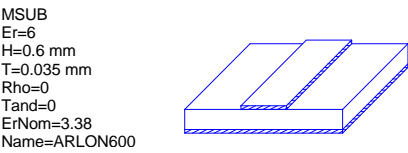
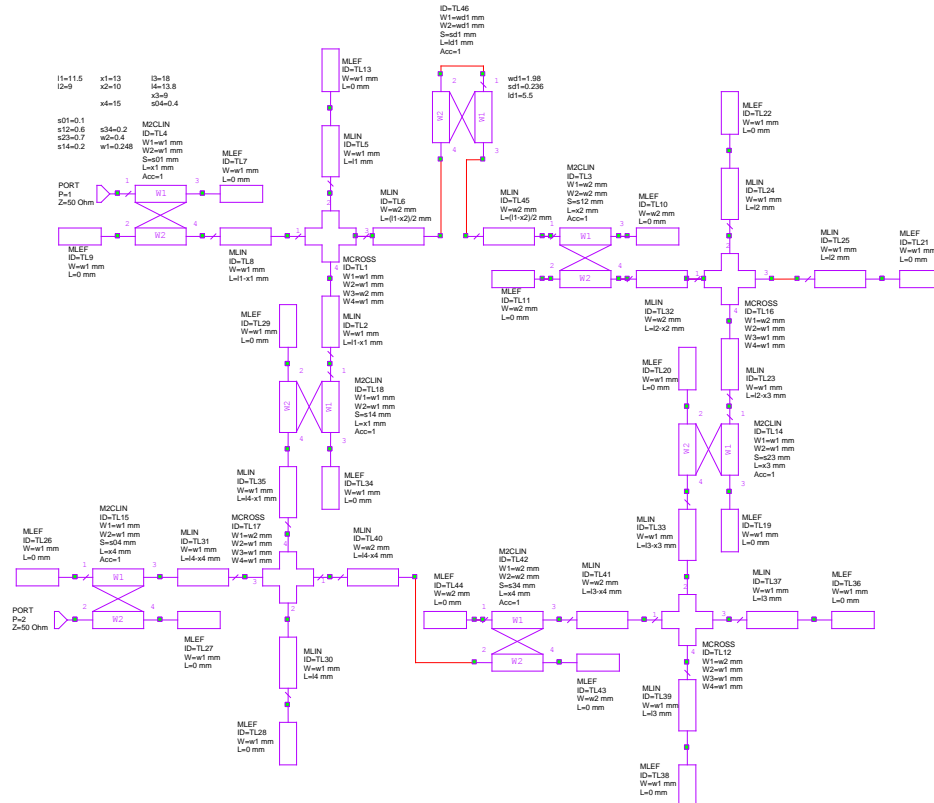


FIGURA 20. SUSTRATO PARA IMPLEMENTAR AD600

E implementamos el filtro con dicho sustrato:



ESQUEMÁTICO 27. CUADRULETE CON SUSTRATO AD600 (I)

Finalmente añadiendo los elementos necesarios para que este filtro resulte implementarle, obtenemos el siguiente layout:

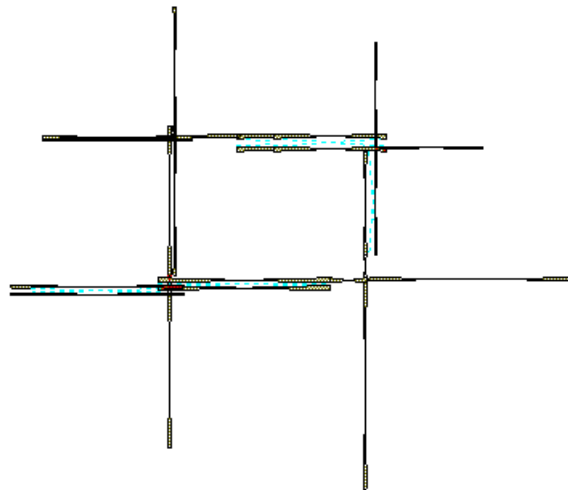


FIGURA 21. DISEÑO DEL CUADRULETE AD600

Al ser un sustrato estrecho obtenemos filtros con líneas mucho más finas.

5.3.3 Sustrato duroid 5880

Propiedades que influyen en el diseño de nuestro diseño:

TABLA 5. PROPIEDADES SUSTRATO DUROID 5880

Typical Values		RT/duroid® 5880LZ Laminates			
Property	Typical Value	Direction	Units	Condition	Test Method
Dielectric Constant, ϵ_r	1.96 ± 0.04	Z		10 GHz/23°C	IPC-TM-2.5.5.5
Dissipation Factor, $\tan \delta$	Typ: 0.0019 Max: 0.0027	Z		10 GHz/23°C	IPC-TM-650, 2.5.5.5
Standard Thickness	0.030" (0.762mm) ± 0.002				
Standard Copper Cladding	1 oz. (35 μ m)				

Sustrato utilizado para la simulación:

MSUB
Er=2.2
H=0.787 mm
T=0.035 mm
Rho=0
Tand=0
ErNom=3.38
Name=DUROID5880

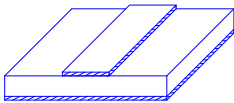
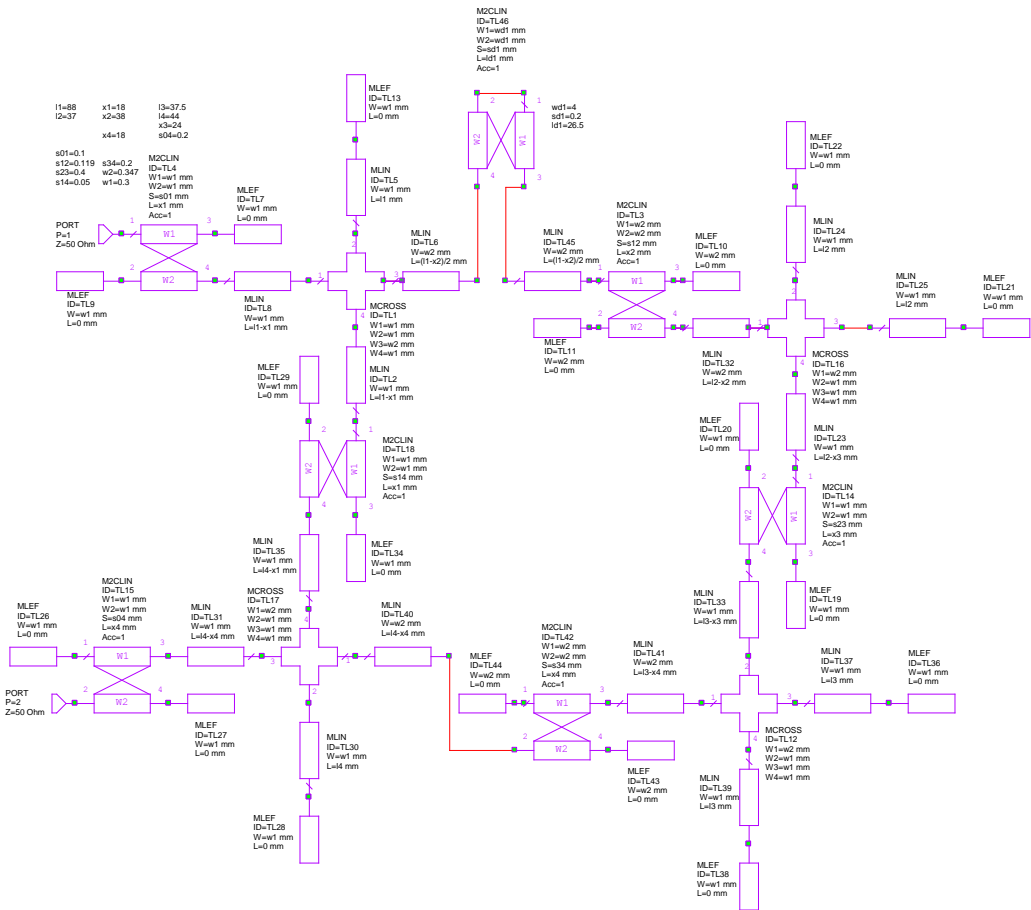


FIGURA 22. SUSTRATO PARA IMPLEMENTAR DUROID 5880

Esquemático utilizado para la simulación:



ESQUEMÁTICO 28. CUADRULETE CON SUSTRATO DUROID 5880

De la misma forma que venimos haciendo hasta ahora obtenemos el siguiente filtro (aunque las líneas deberían ser tan finas que no se aprecian con claridad los detalles del mismo):

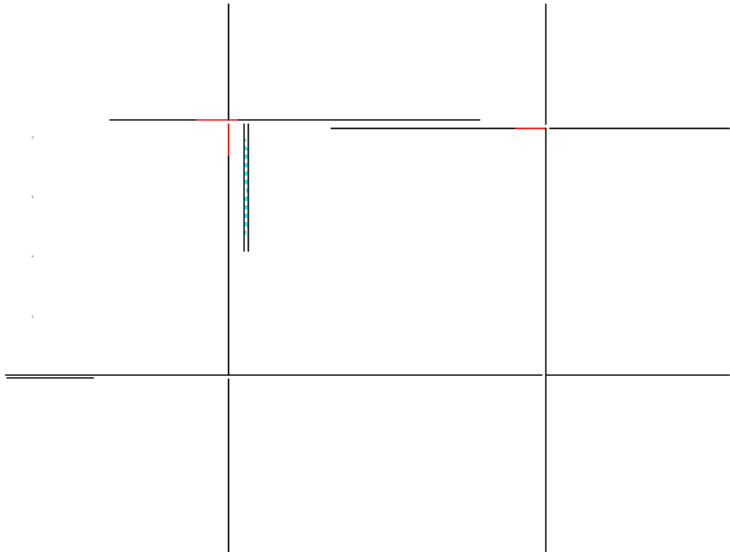


FIGURA 23. DISEÑO DEL CUADRULETE DUROID 5880

Realmente con este diseño apreciamos que obtendríamos un filtro de líneas demasiado estrechas debido a las características del sustrato.

5.3.4 Sustrato Duroid 6002

A continuación mostramos las propiedades que influyen en el diseño de nuestro filtro:

TABLA 6. PROPIEDADES SUSTRATO DUROID 6002

Typical Values		RT/duroid® 6002 High Frequency Laminates			
Property	Typical Value	Direction	Units	Condition	Test Method
Dielectric Constant, ϵ_r	2.94 ± 0.04 (Y Spec) 2.92±-0.04	Z		10 GHz/23°C	IPC-TM-2.5.5.5
Dissipation Factor, Tan δ	0.0012	Z		10 GHz/23°C	IPC-TM-650, 2.5.5.5
Standard Thickness	0.020" (0.508mm)				
Standard Copper Cladding	1 oz. (35µm)				

Por lo tanto vamos a simular nuestro diseño con el siguiente sustrato:

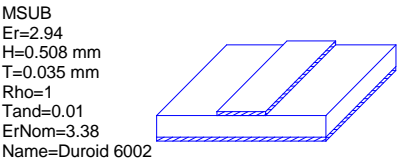
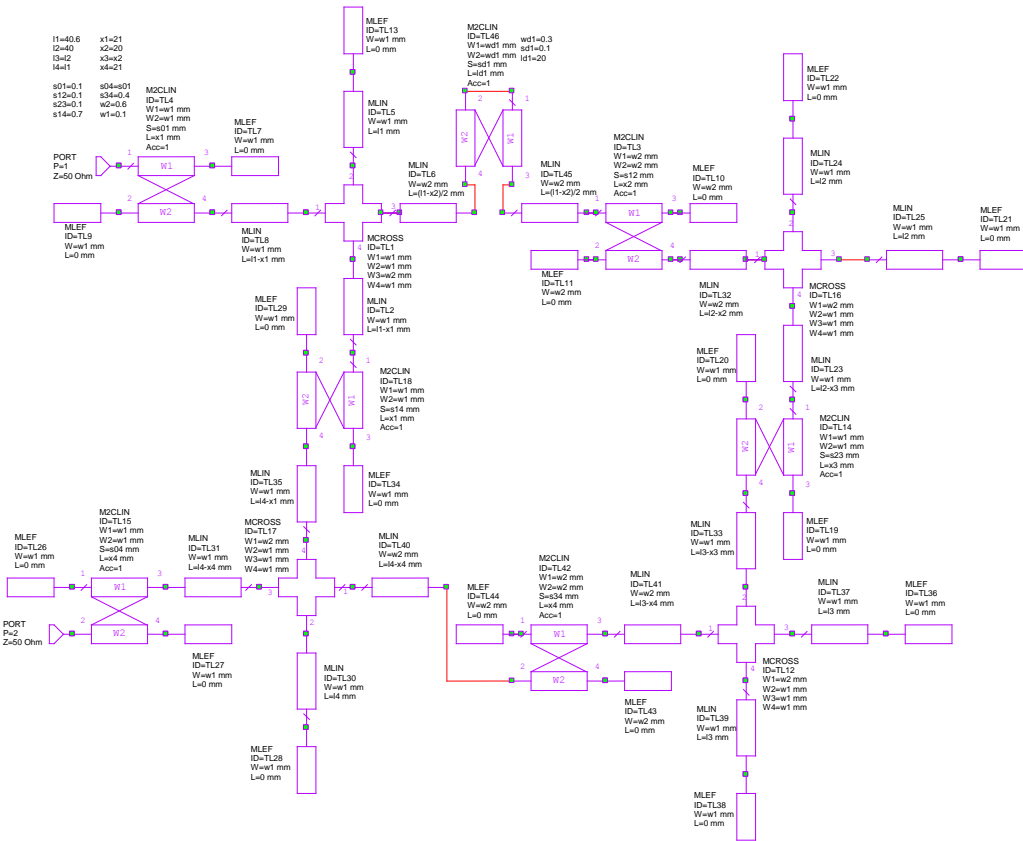


FIGURA 24. SUSTRATO PARA IMPLEMENTAR DUROID 6002

Con las características anteriormente mostradas obtenemos el siguiente filtro:



ESQUEMÁTICO 29. CUADRULETE CON SUSTRATO DUROID 6002 (I)

El anterior filtro tiene el siguiente comportamoiento en frecuencia:

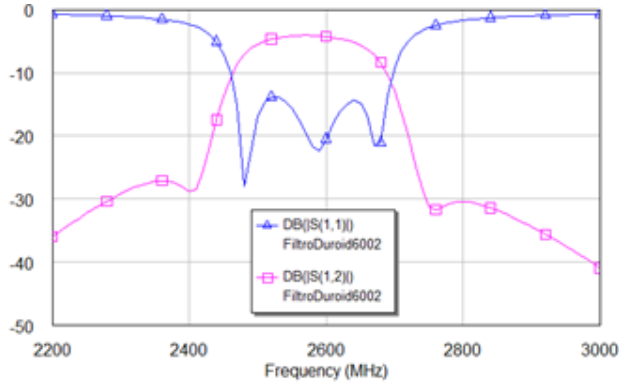
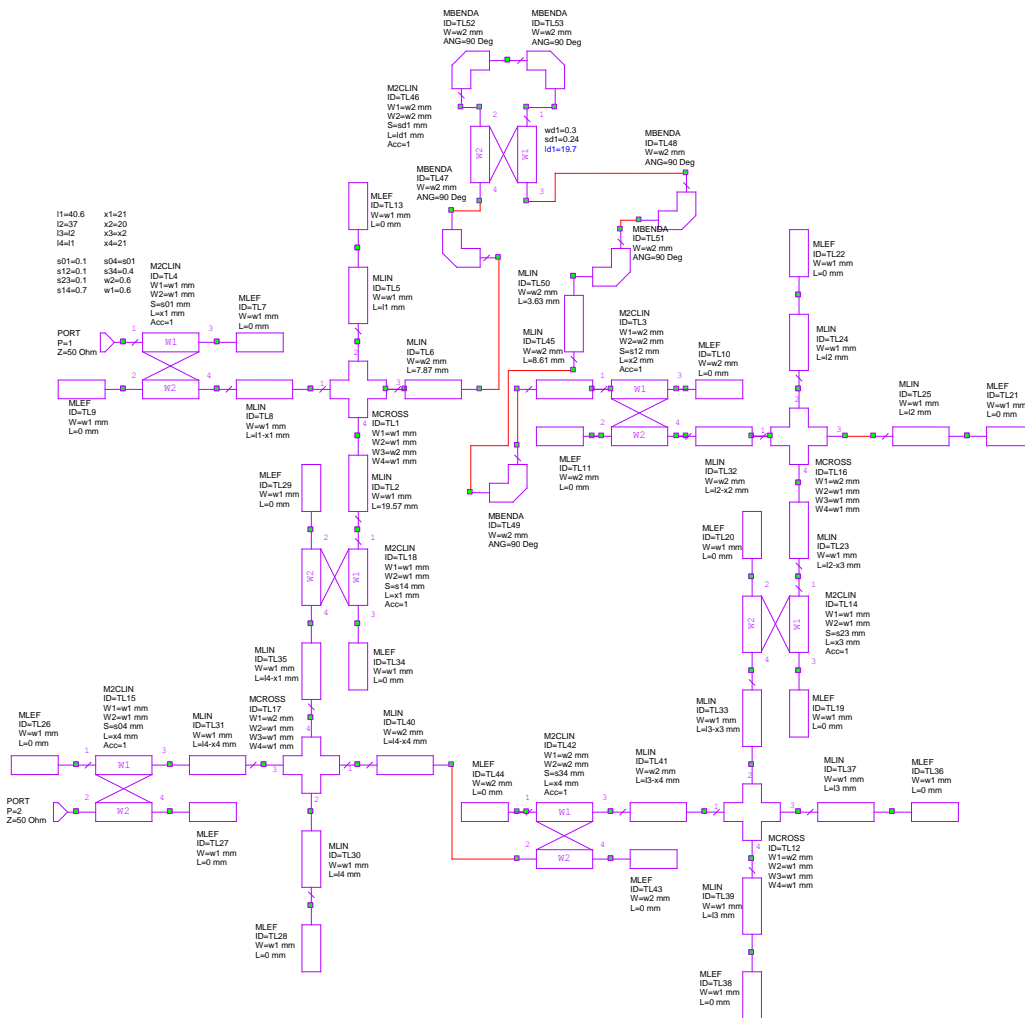


GRÁFICO 50. RESPUESTA FRECUENCIAL DEL CUADRULETE DUROID 6002

Pero el filtro mostrado anteriormente, al igual que ha sucedido en los casos anteriores, físicamente no se puede realizar, por ello es preciso realizar las modificaciones oportunas (añadiendo curvas, codos...):



ESQUEMÁTICO 30. CUADRULETE CON SUSTRATO DUROID 6002 (II)

De esta manera el layout obtenido es el siguiente:

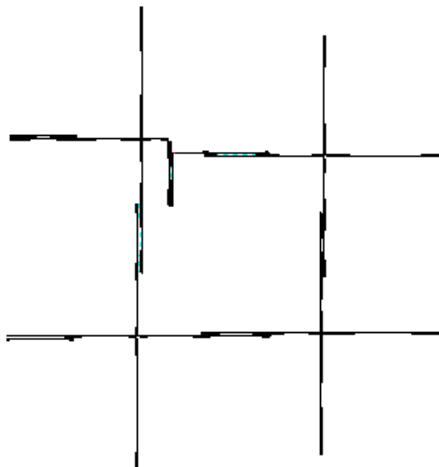


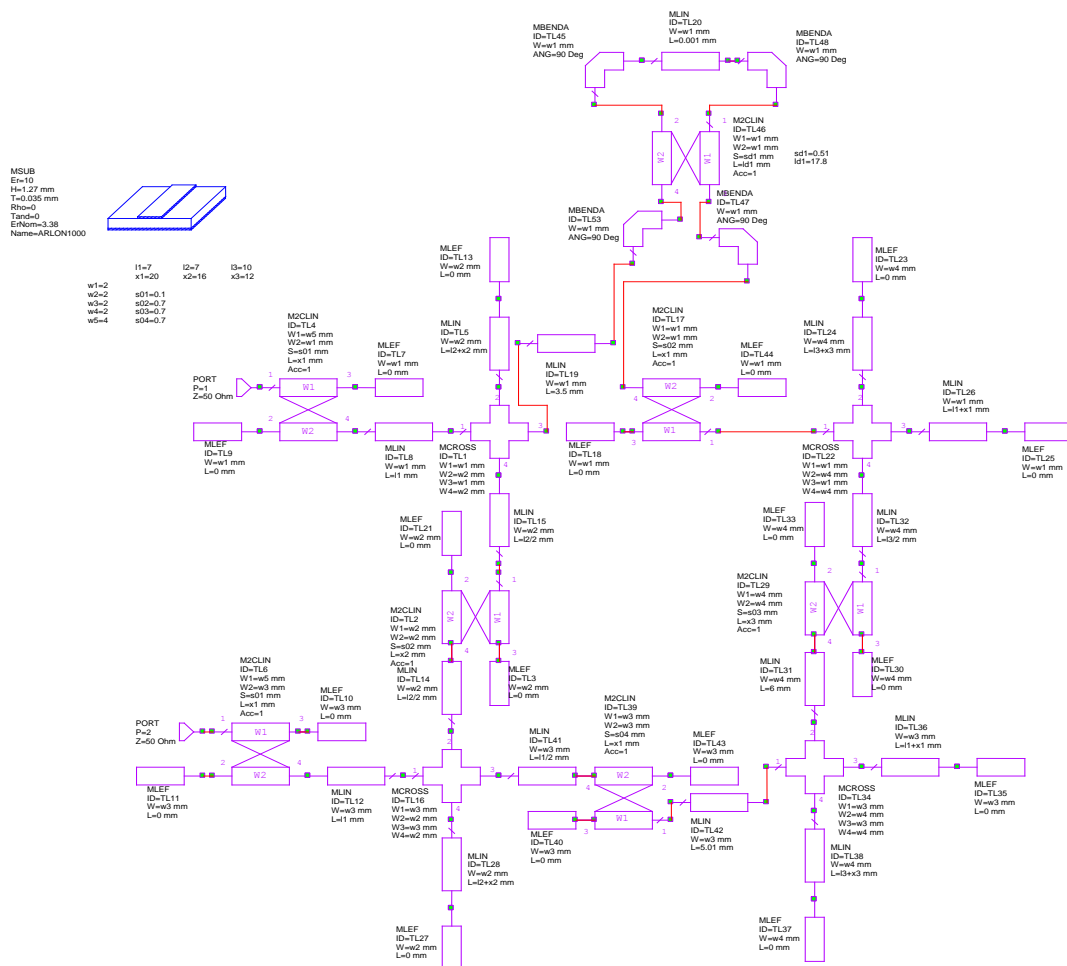
FIGURA 25. DISEÑO DEL CUADRULETE DUROID 6002

5.4 Diseño del filtro final

Como hemos visto en las aproximaciones de los filtros anteriores el sustrato que nos ofrece un diseño con mejores proporciones, es el sustrato ARLON1000, por ello realizaremos la optimización del filtro unicamente con este sustrato:

5.4.1 Primera aproximación

Vamos modificando el filtro hasta llegar a una solución que se aproxima a lo que estamos buscando (filtro paso banda de orden 4 centrado en torno a 2.4 GHz con dos ceros de transmisión):



ESQUEMÁTICO 31. PRIMERA APROXIMACIÓN DEL FILTRO FINAL

Respuesta frecuencial

Finalmente llegamos a un comportamiento que se aproxima a lo que buscamos ya que tiene ceros de transmisión en la banda de paso, pero una mala adaptación y a la izquierda se puede apreciar un pico que puede ser debido a que uno de los resonadores

no resuena correctamente (filtro desintonizado). Por lo tanto podemos concluir que el diseño aun no nos sirve:

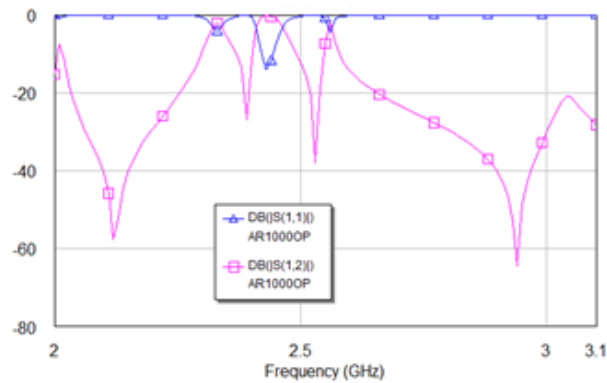


GRÁFICO 51. RESPUESTA FRECUENCIAL DE LA PRIMERA APROXIMACIÓN DEL FILTRO FINAL

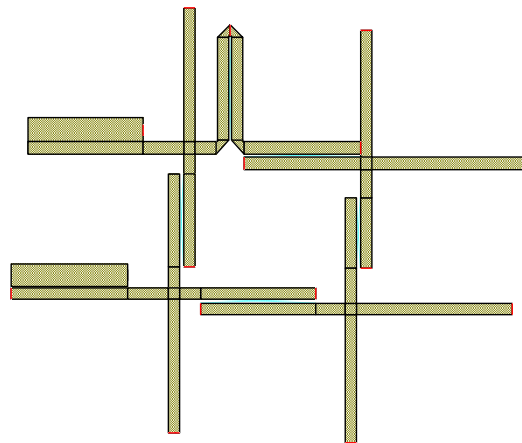


FIGURA 26. DISEÑO DE LA PRIMERA APROXIMACIÓN DEL FILTRO FINAL

5.4.2 Segunda aproximación

Si seguimos modificando el filtro (longitudes de las líneas y factor de acoplamiento) para hacer los brazos de las cruces iguales llegamos a una segunda aproximación:



ESQUEMÁTICO 32. SEGUNDA APROXIMACIÓN DEL FILTRO FINAL

Respuesta frecuencial

Aun así seguimos teniendo los mismos problemas que teníamos con el diseño anterior (adaptación nula, ceros de transmisión dentro de la banda de paso...):

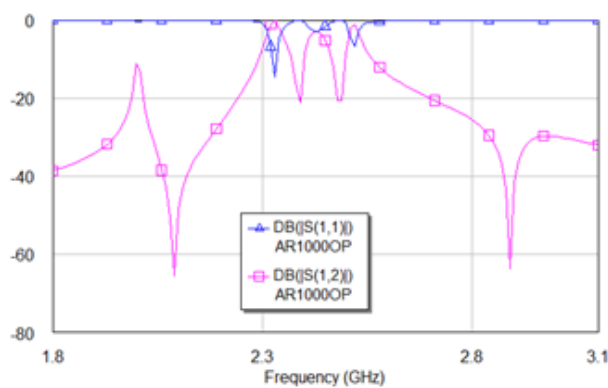


GRÁFICO 52. RESPUESTA FRECUENCIAL DE LA SEGUNDA APROXIMACIÓN DEL FILTRO FINAL

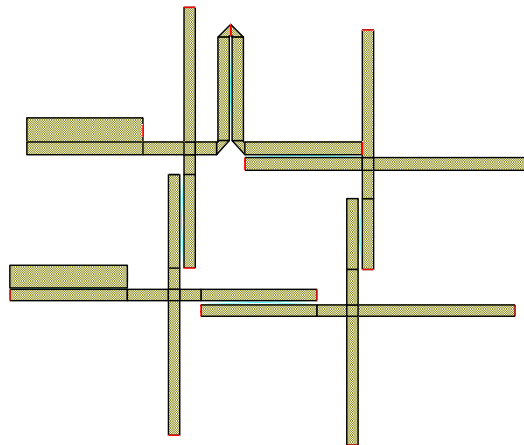


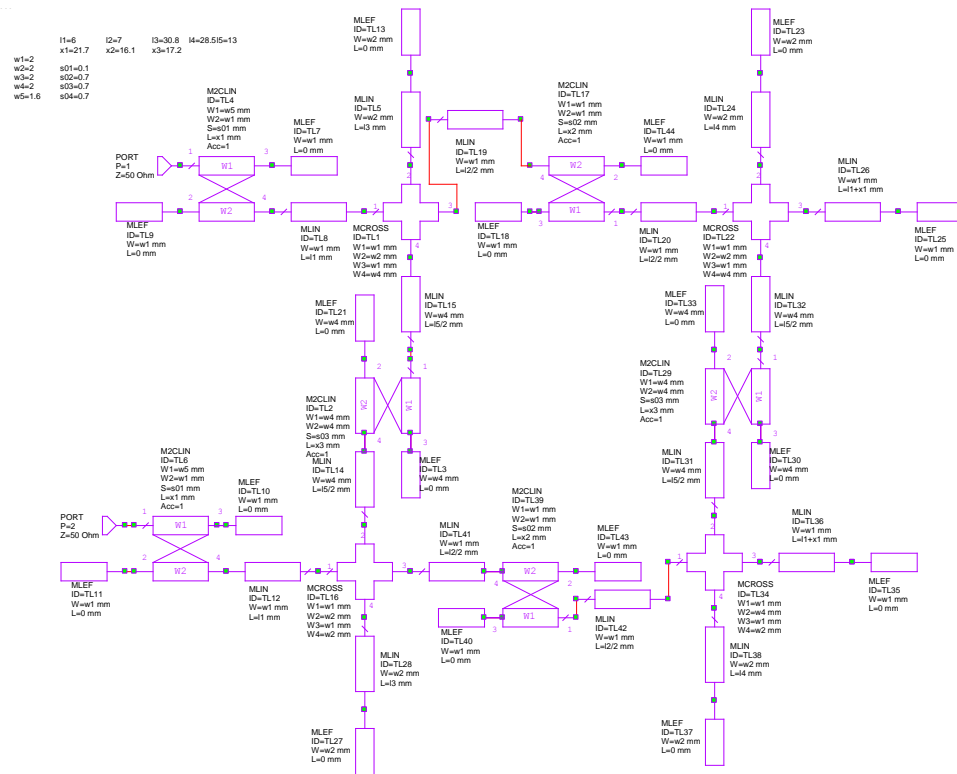
FIGURA 27. DISEÑO DE LA SEGUNDA APROXIMACIÓN DEL FILTRO FINAL

5.4.3 Tercera aproximación

El circuito debe ser simétrico respecto al eje horizontal, y nos da igual donde poner el desfaseador (porque lo que tiene que hacer es desfasear un camino respecto a otro), lo vamos a poner en el lado vertical y hacer los lados horizontales totalmente iguales. Para ello comenzamos optimizando el filtro sin desfaseador:

5.4.3.1 *Diseño sin desfaseador*

Si realizamos un diseño sin desfaseador obtenemos el siguiente esquemático:



ESQUEMÁTICO 33. TERCERA APROXIMACIÓN DEL FILTRO FINAL SIN DESFASADOR

Respuesta frecuencial I

Como podemos observar en la siguiente figura, la adaptación empieza a mejorar (aun así sigue estando mal adaptado), pero obtenemos un cero a la derecha debido a los acoplamientos:

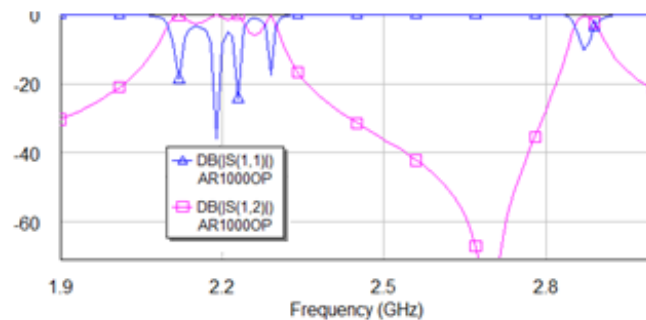


GRÁFICO 53. RESPUESTA FRECUENCIAL DE LA TERCERA APROXIMACIÓN DEL FILTRO SIN DESFASADOR

Para cerciorarnos del origen de este cero vamos a realizar diversos diseños que así lo demuestren:

Respuesta frecuencial II

Si quito el acoplamiento cruzado (es decir, sin acoplamiento entre los resonadores 1 y 4, cambiando el tramo de línea acoplada por dos líneas independientes), ya que el acoplamiento cruzado siempre debería ser notablemente más bajo que los otros (por lo que esas líneas deberían estar más separadas), ese cero se sigue manteniendo:

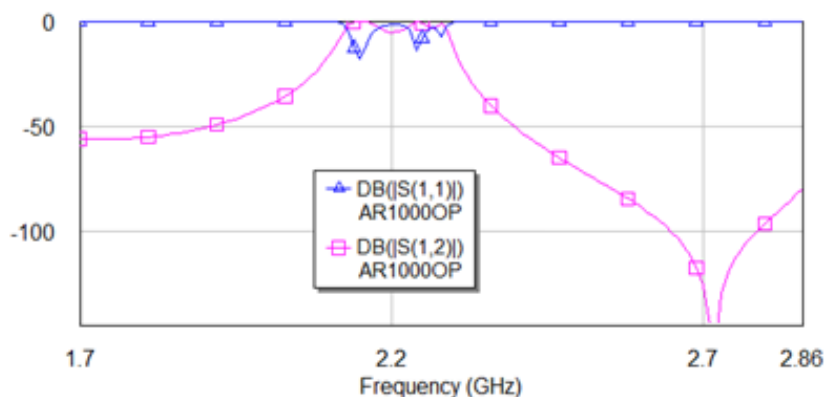
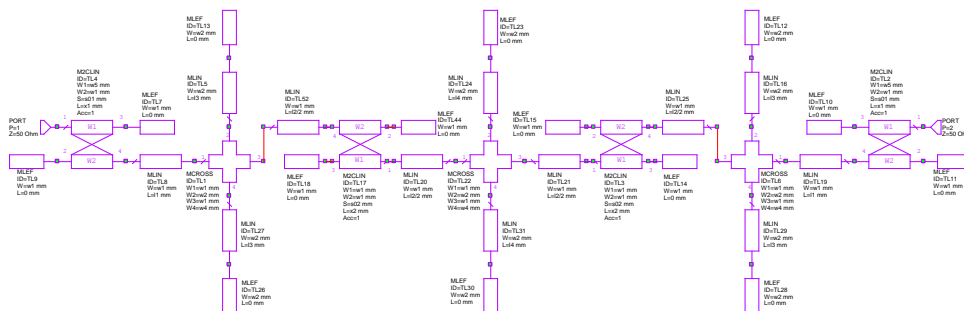


GRÁFICO 54. FILTRO TERCERA APROXIMACIÓN SIN ACOPLAMIENTO CRUZADO

Si hago un filtro de orden tres duplicando el lado horizontal superior simétrico hacia la derecha:



ESQUEMÁTICO 34. TERCERA APROXIMACIÓN – FILTRO DE ORDEN TRES –

Respuesta frecuencial III

Sigo manteniendo el cero situado en el lado derecho:

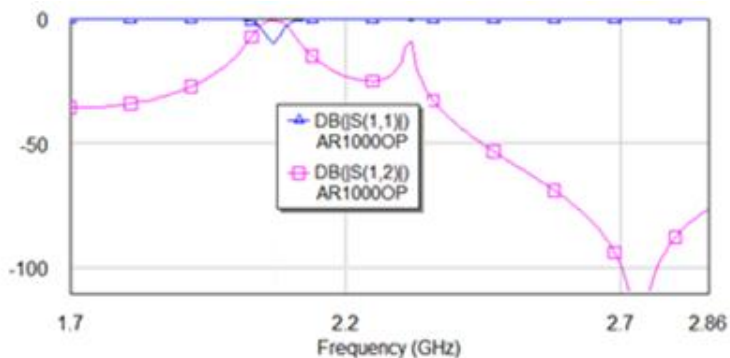
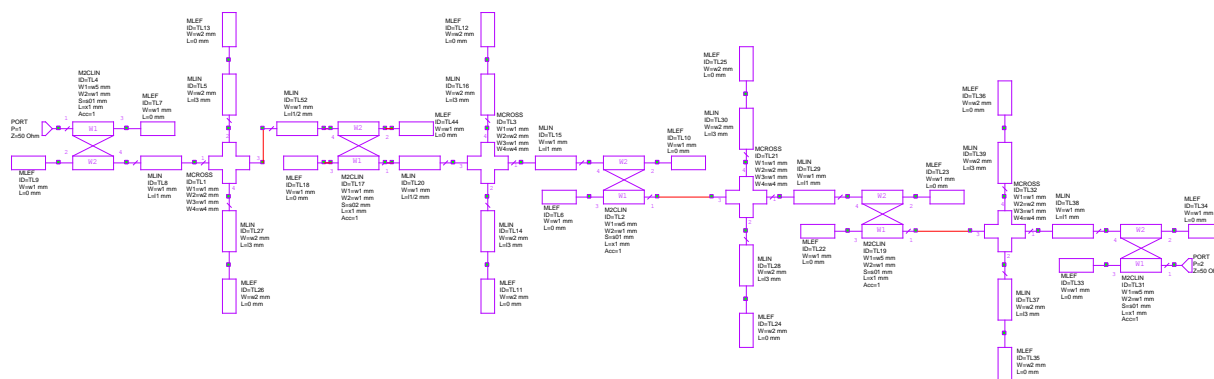


GRÁFICO 55. RESPUESTA FRECUENCIAL DEL ESQUEMÁTICO 34.

Y si hago un filtro de orden cuatro duplicando los resonadores de la izquierda:



ESQUEMÁTICO 35. TERCERA APROXIMACIÓN – FILTRO DE ORDEN CUATRO –

Respuesta frecuencial IV

La respuesta frecuencial continúa mostrándonos un cero a la derecha de la banda de paso:

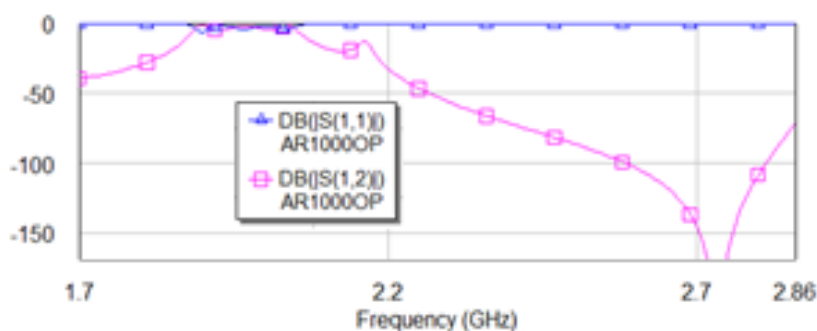


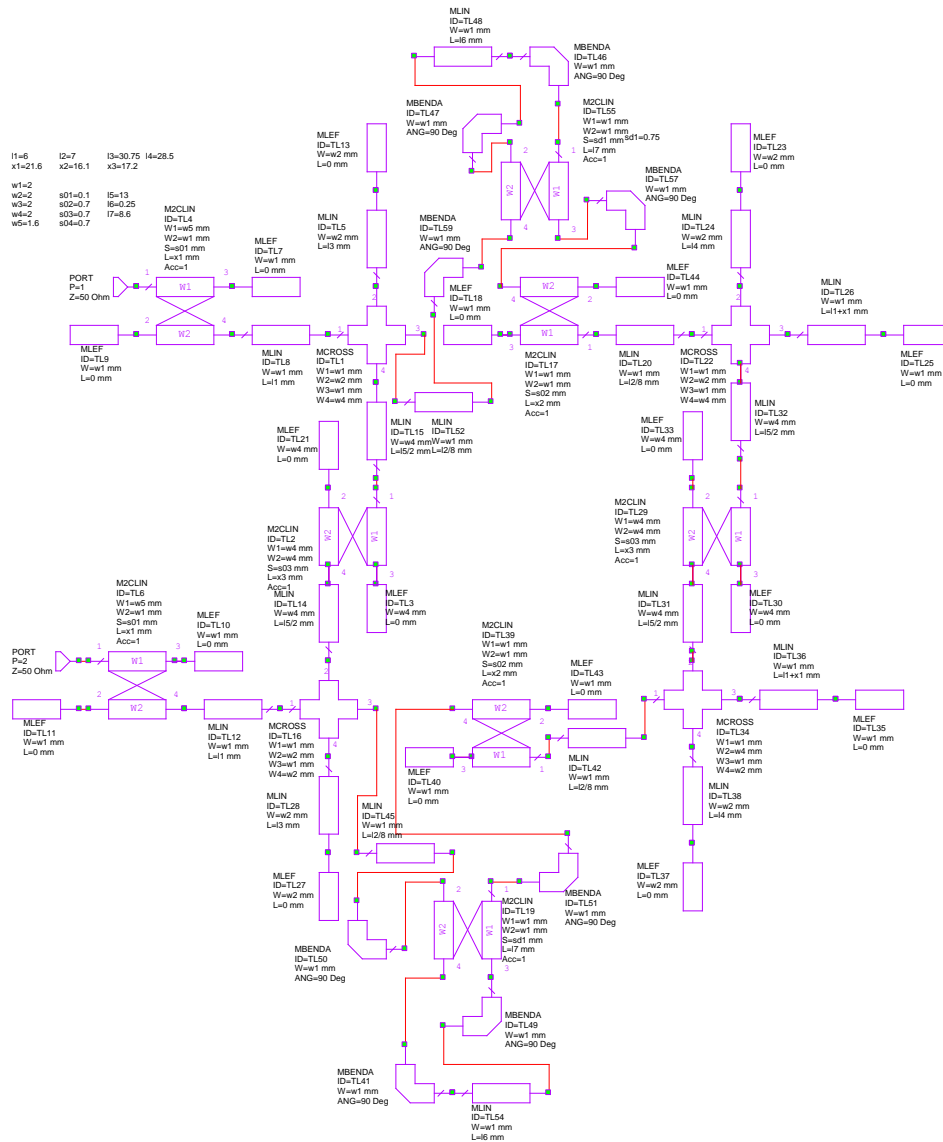
GRÁFICO 56. RESPUESTA FRECUENCIAL DEL ESQUEMÁTICO 35

Conclusión:

Si observando distintas topologías hemos comprobado que el cero se mantiene, es debido a que es un cero implícito por las características de la línea elegida, es decir, los ceros que tenemos que obtener están al margen de este cero que aquí observamos.

5.4.3.2 Diseño con desfasador

Como no conseguimos la adaptación buscada (ya que el desfasador crea una diferencia demasiado grande entre ambas ramas), ahora añadimos el desfasador al filtro anterior, pero para que ambas ramas sean simétricas, ponemos un desfasador en cada de 90°, en lugar del de 180°, (para que sumados sean 180°, inversión de fase).



ESQUEMÁTICO 36. TERCERA APROXIMACIÓN DEL FILTRO FINAL CON DESFASADOR

Respuesta frecuencial

Siguen sin aparecer los dos ceros de transmisión laterales, porque el cero que aparece a 2.7 Ghz es el cero propio de la respuesta y además la adaptación sigue siendo nula.

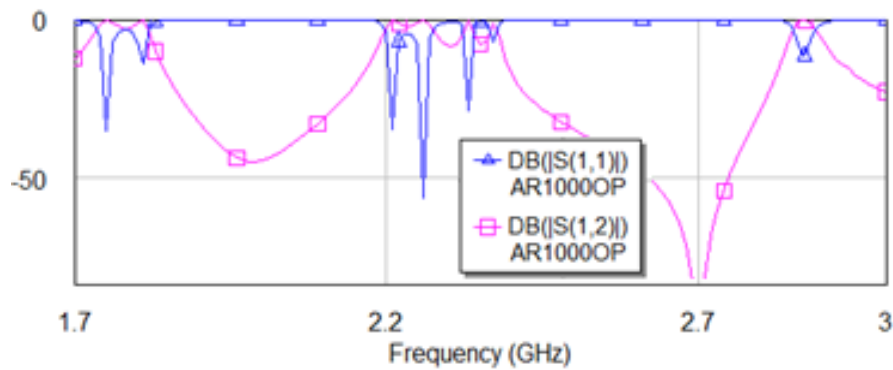


GRÁFICO 57. RESPUESTA FRECUENCIAL DE LA TERCERA APROXIMACIÓN DEL FILTRO CON DESFASADOR

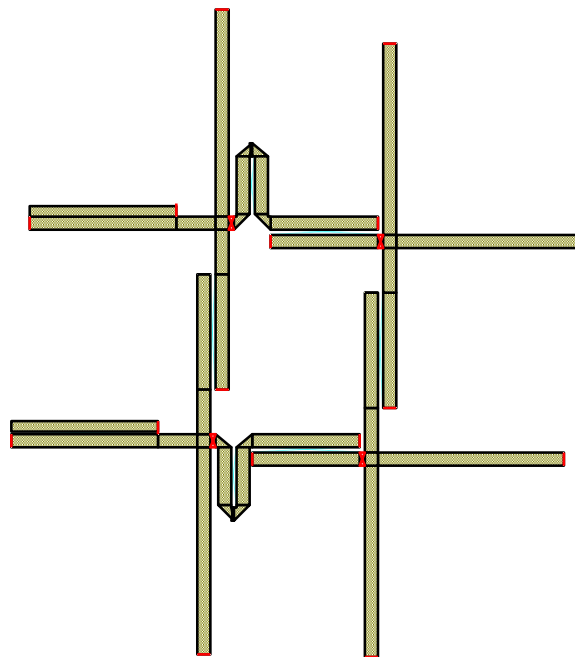
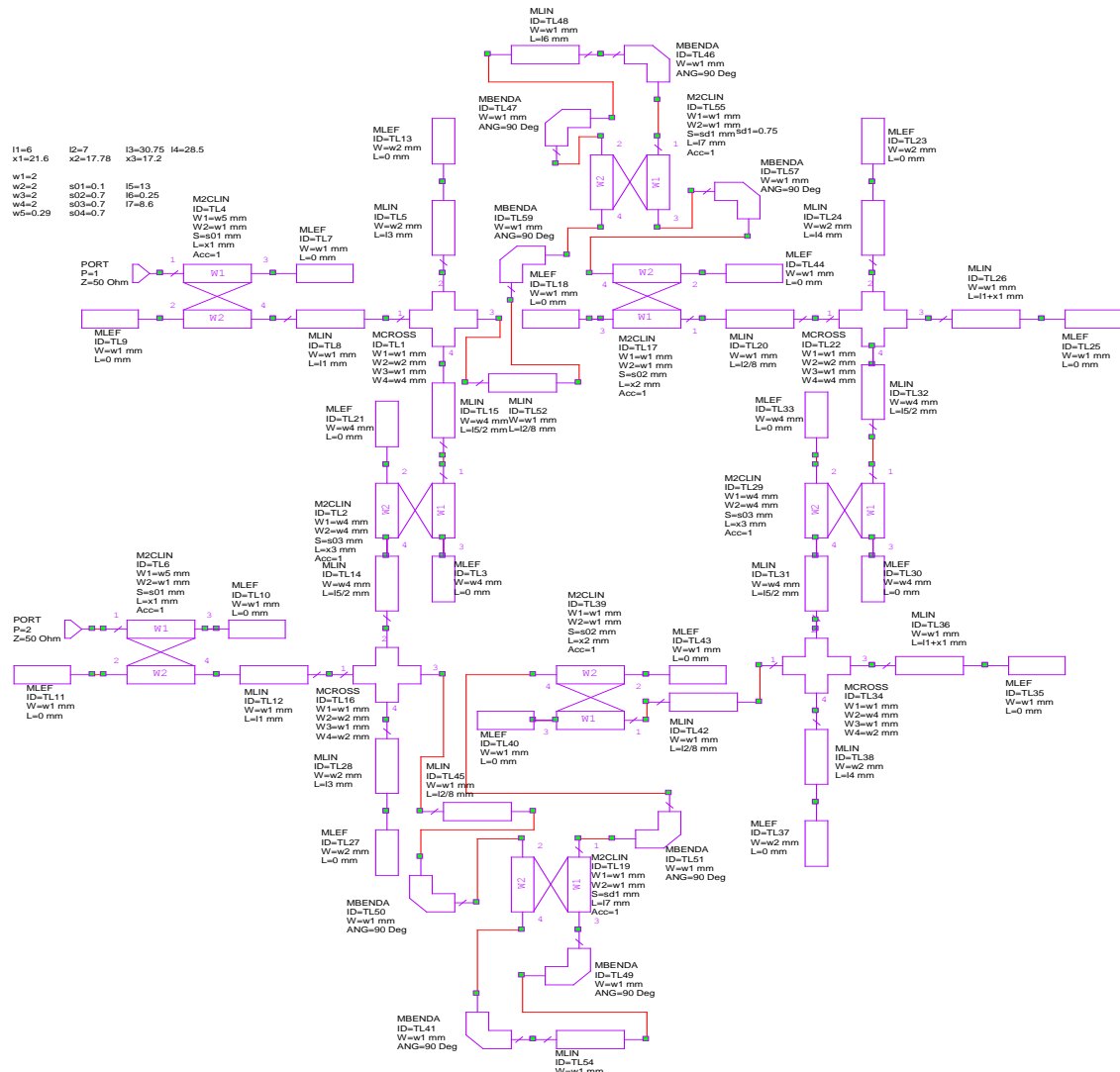


FIGURA 28. DISEÑO DE LA TERCERA APROXIMACIÓN DEL FILTRO FINAL

5.4.4 Cuarta aproximación:

Continuamos reajustando los parámetros del filtro hasta llegar a la cuarta aproximación:



ESQUEMÁTICO 37. CUARTA APROXIMACIÓN DEL FILTRO FINAL

Respuesta frecuencial

Podemos observar que la respuesta no mejora apenas:

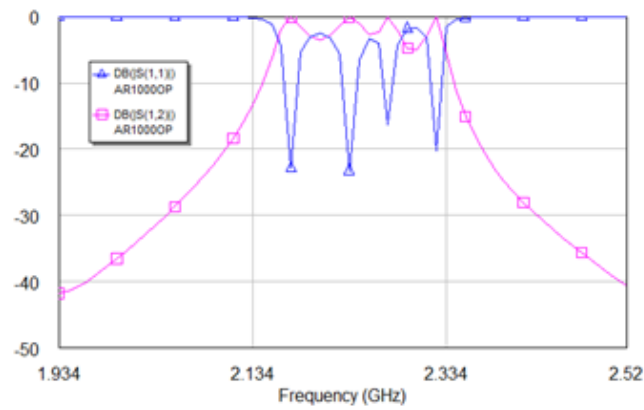


GRÁFICO 58. RESPUESTA DE LA CUARTA APROXIMACIÓN EN BANDA ESTRECHA

Además, si ampliamos el espectro, podemos apreciar que seguimos sin obtener los ceros buscados:

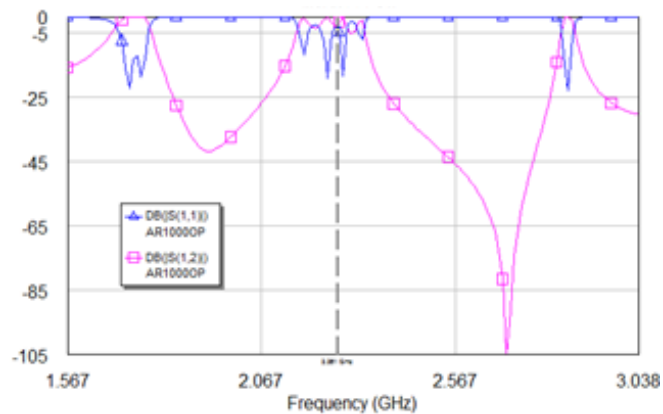


GRÁFICO 59. RESPUESTA DE LA CUARTA APROXIMACIÓN EN BANDA ANCHA

Debido a la desadaptación existente observamos demasiada distorsión en el retardo de grupo:

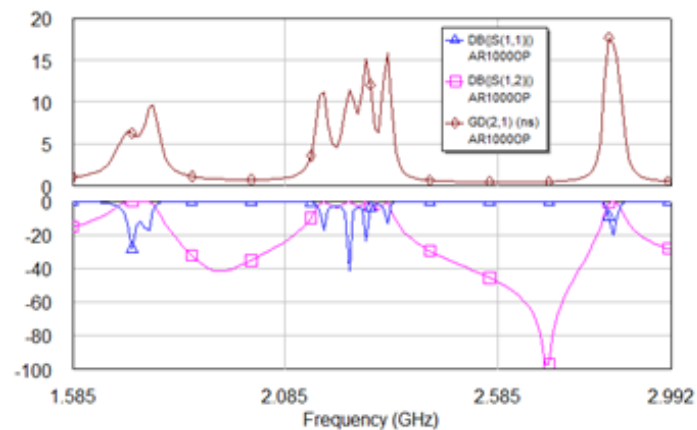
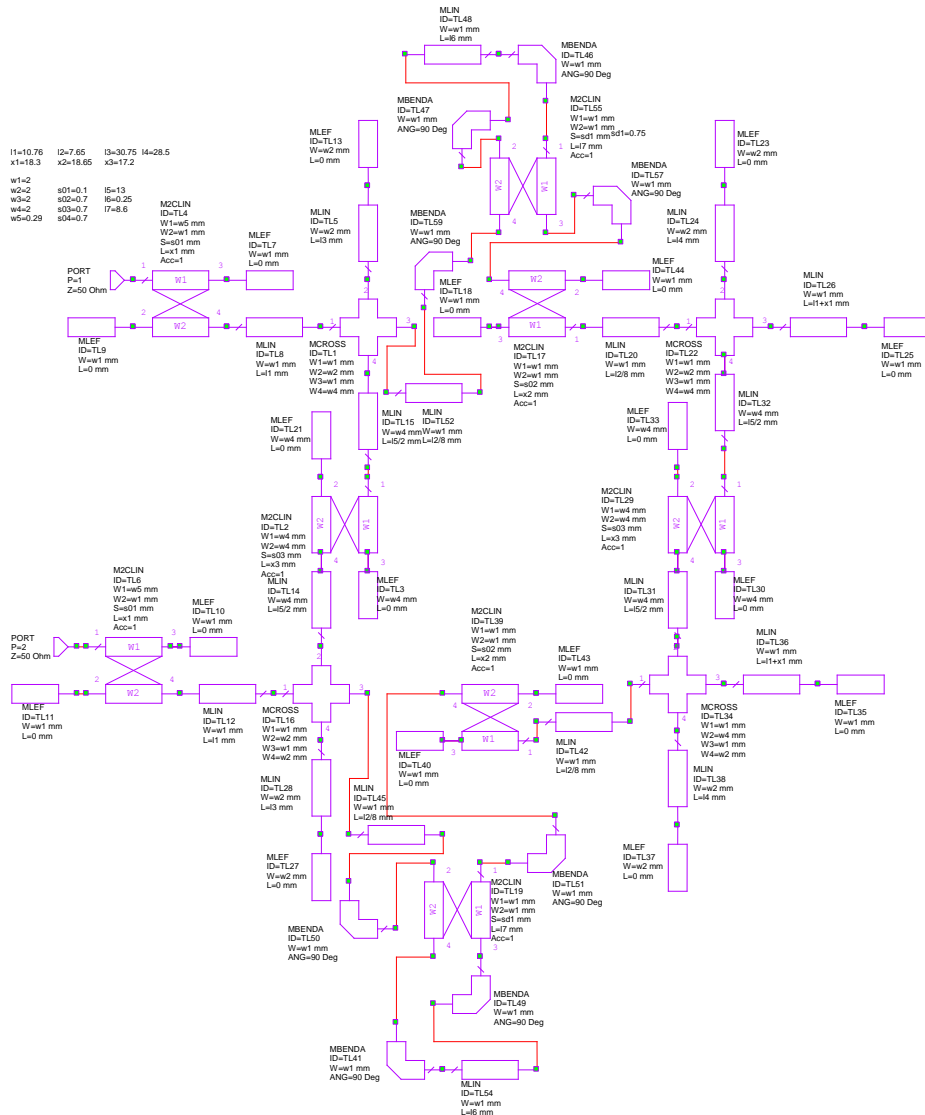


GRÁFICO 60. RETARDO DE GRUPO DE LA CUARTA APROXIMACIÓN

Debido a este último aspecto referido a la distorsión, vamos a intentar suavizar el retardo de grupo rediseñando el filtro:



ESQUEMÁTICO 38. CUARTA APROXIMACIÓN CON MENOR DISTORSIÓN

De esta manera el retardo de grupo mejora, pero sigue sin ser la respuesta que estamos buscando (filtro paso banda de orden cuatro con dos ceros de transmisión laterales y una buena adaptación):

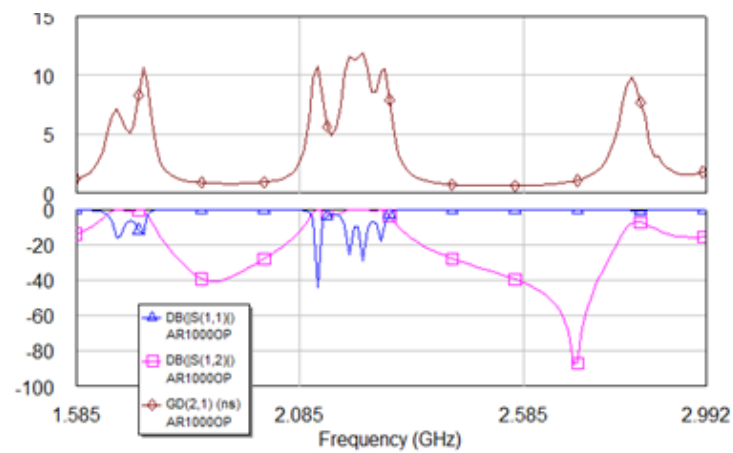
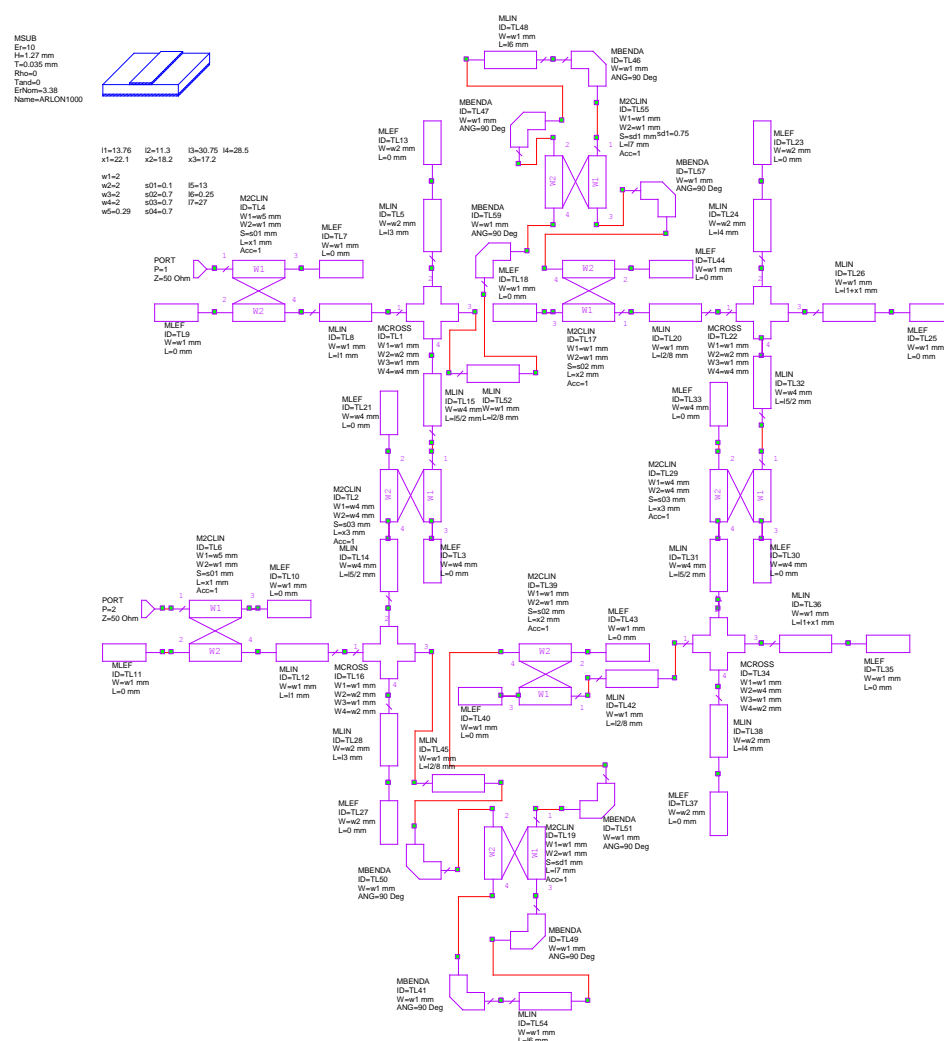


GRÁFICO 61. RETARDO DE GRUPO DEL ESQUEMÁTICO 38.

5.4.5 Quinta aproximación

De nuevo debemos rediseñar los parámetros del filtro:



L=16 mm

ESQUEMÁTICO 39. QUINTA APROXIMACIÓN DEL FILTRO FINAL

Respuesta frecuencial I

En la respuesta en frecuencia vemos la respuesta paso con una mejora de la adaptación:

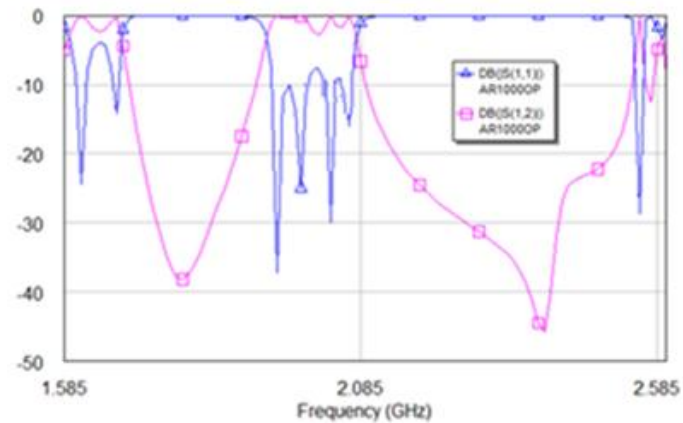


GRÁFICO 62. RESPUESTA FRECUANCIAL DE LA QUINTA APROXIMACIÓN EN BANDA ESTRECHA

Además, si abrimos el espectro vemos que el cero correspondiente a la propia respuesta de la línea nos sigue apareciendo en el lado derecho:

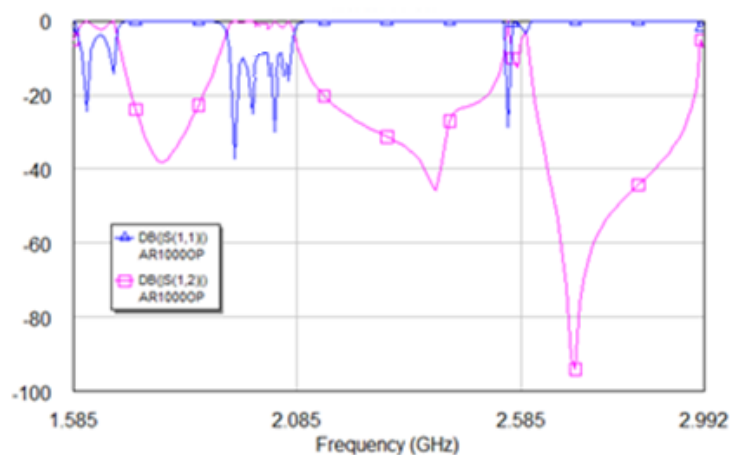


GRÁFICO 63. RESPUESTA FRECUANCIAL DE LA QUINTA APROXIMACIÓN EN BANDA ANCHA

En cuanto al retardo de grupo:

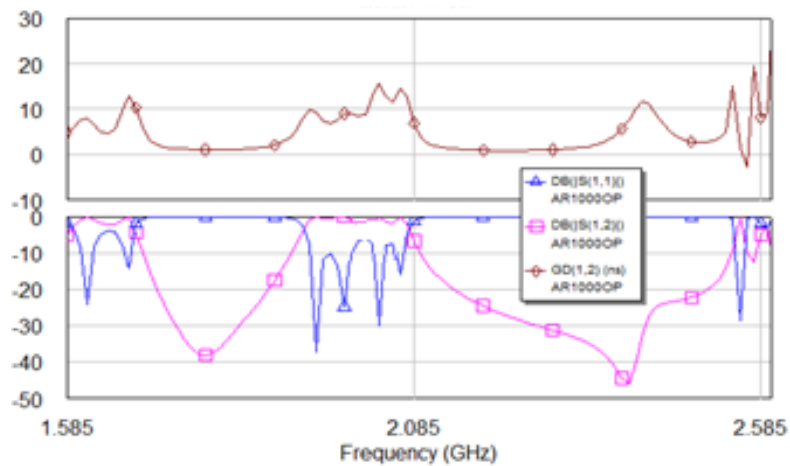


GRÁFICO 64. RETARDO DE GRUPO DE LA QUINTA APROXIMACIÓN

Y en cuanto al factor de calidad:

$$Q = \frac{f_0}{B_w} = \frac{2,2}{2,6 - 2,4} = \frac{2,2}{0,2} = 11$$

Respuesta frecuencial II

Ahora, en lugar de cambiar la longitud vamos a modificar la separación entre pistas del acoplamiento 1-4.

Haciendo el acoplamiento más pequeño que el resto, es decir, haciendo mayor la separación conseguimos una mejor adaptación (separación de 1mm). Esto es debido a que la adaptación es muy sensible y cualquier cambio en el acoplamiento cruzado le afecta:

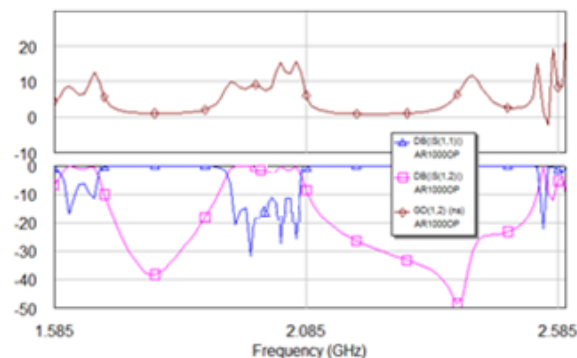


GRÁFICO 65. QUINTA APROXIMACIÓN CON SEPARACIÓN DEL ACOPLAMIENTO CRUZADO DE 1mm

Sin embargo haciendo mayor el acoplamiento (juntando más las líneas) ocurre justamente lo contrario (separación de 0.5mm):

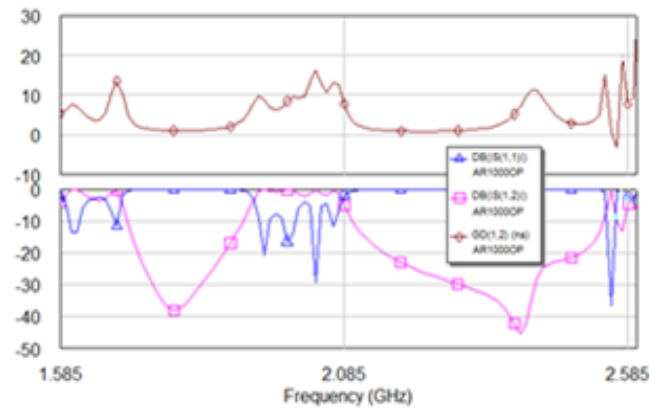


GRÁFICO 66. AUMENTO DEL ACOPLAMIENTO 1-4 DE LA QUINTA APROXIMACIÓN

Respuesta frecuencial III

Si con la separación de 1mm hacemos un reajuste de todos los parámetros obtenemos la siguiente respuesta:

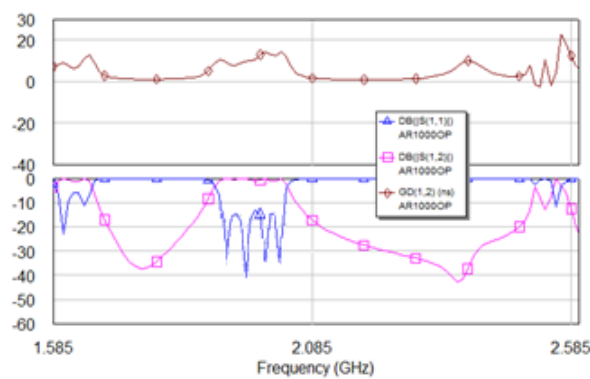


GRÁFICO 67. MEJORA DE LA ADAPTACIÓN DE LA QUINTA APROXIMACIÓN I

Con este diseño conseguimos una mejor adaptación (aunque sigue siendo mala ya que está en torno a los 12 dB) y mantenemos los cuatro ceros de reflexión de la banda de paso.

Y en cuanto al factor de calidad:

Respuesta frecuencial IV

Si simulamos este filtro con pérdidas obtenemos el siguiente comportamiento:

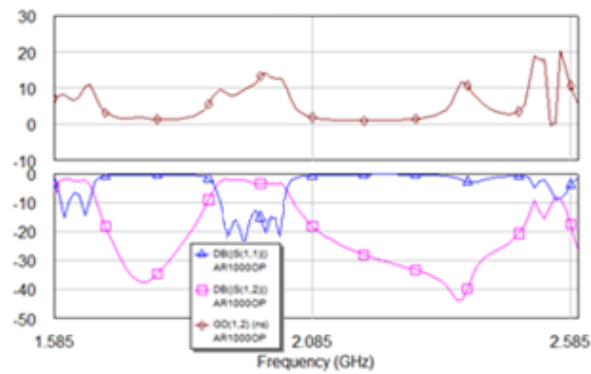


GRÁFICO 68. RESPUESTA DE LA QUINTA APROXIMACIÓN CON PÉRDIDAS

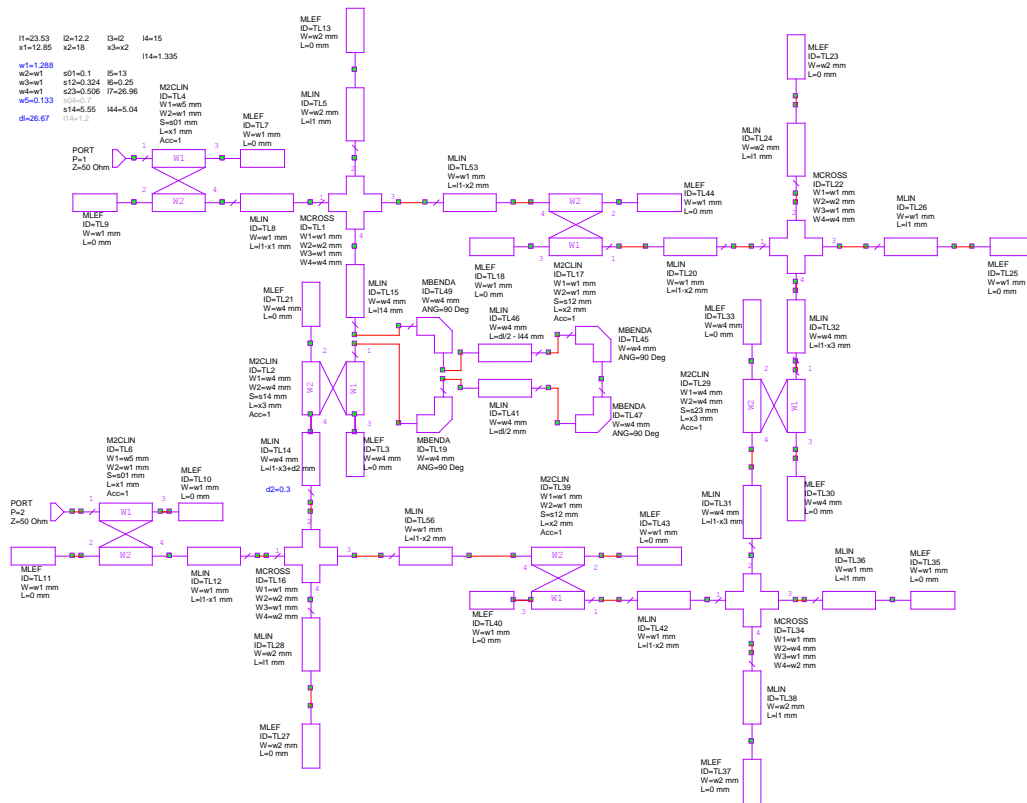
En las simulaciones con pérdidas la adaptación no se ve afectada (incluso en ocasiones puede mejorar, que es justamente lo que ocurre en este caso), sin embargo las pérdidas de inserción empeoran. Aun así la adaptación obtenida no es buena, por ello vamos a intentar reducir el ancho de banda para mejorar la adaptación.

5.4.6 Sexta aproximación

En esta aproximación tendremos en cuenta diversos aspectos:

1. Un filtro de respuesta simétrica debe tener todos sus resonadores resonando a la misma frecuencia. Por ello, salvo pequeños ajustes, mantendremos las dimensiones de los resonadores tan parecidas como sea posible para que la respuesta sea simétrica.
2. Como se comprobó con los resonadores en cruz, en principio no se gana nada haciendo los brazos de diferente longitud. Por ello mantendremos los cuatro brazos de los cuatro resonadores exactamente iguales a excepción del brazo donde se pone el tramo desfasador para el acoplamiento negativo.
3. Respecto al desfase, hay un detalle esencial: el resonador tiene que seguir resonando a la misma frecuencia. Esto sólo ocurre si la longitud del tramo de desfase es igual a la longitud de un brazo de la cruz. Y esto producirá el desfase de 180 grados. El desfasador puede estar en cualquiera de los resonadores, siempre en un brazo que este acoplado con otro resonador. Para nuestro nuevo diseño lo colocaremos en el acoplamiento cruzado.

Con estas observaciones realizamos un nuevo diseño basado en los anteriores:



ESQUEMÁTICO 40. SEXTA APROXIMACIÓN DEL FILTRO FINAL

Respuesta frecuencial

Con este filtro obtenemos la siguiente respuesta en frecuencia:

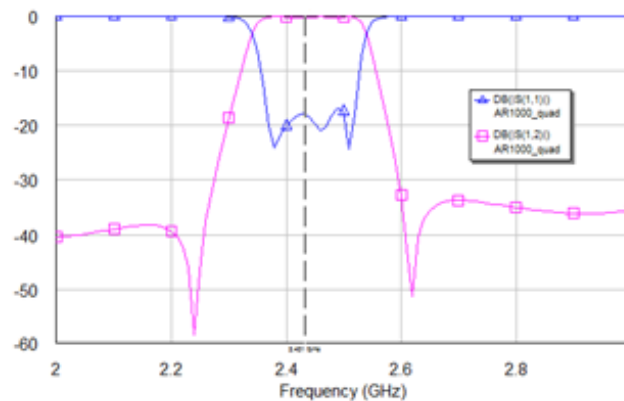


GRÁFICO 69, RESPUESTA FRECUENCIAL DE LA SEXTA APROXIMACIÓN

Como se puede apreciar, finalmente hemos encontrado la adaptación buscada pero parece que el filtro está mal diseñado debido a que no aparecen cuatro ceros en la banda de paso. Uno de los ceros de reflexión (el de menor frecuencia) parece más ancho que los otros y en realidad hay dos ceros.

También podemos comprobar que se trata de un filtro realizable, para ello vemos la forma del layout resultante:

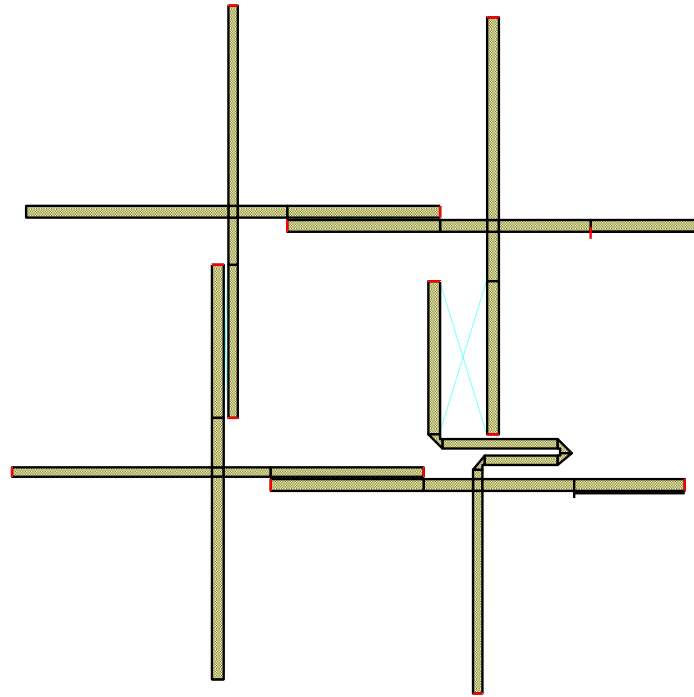


FIGURA 29. DISEÑO DE LA SEXTA APROXIMACIÓN DEL FILTRO FINAL

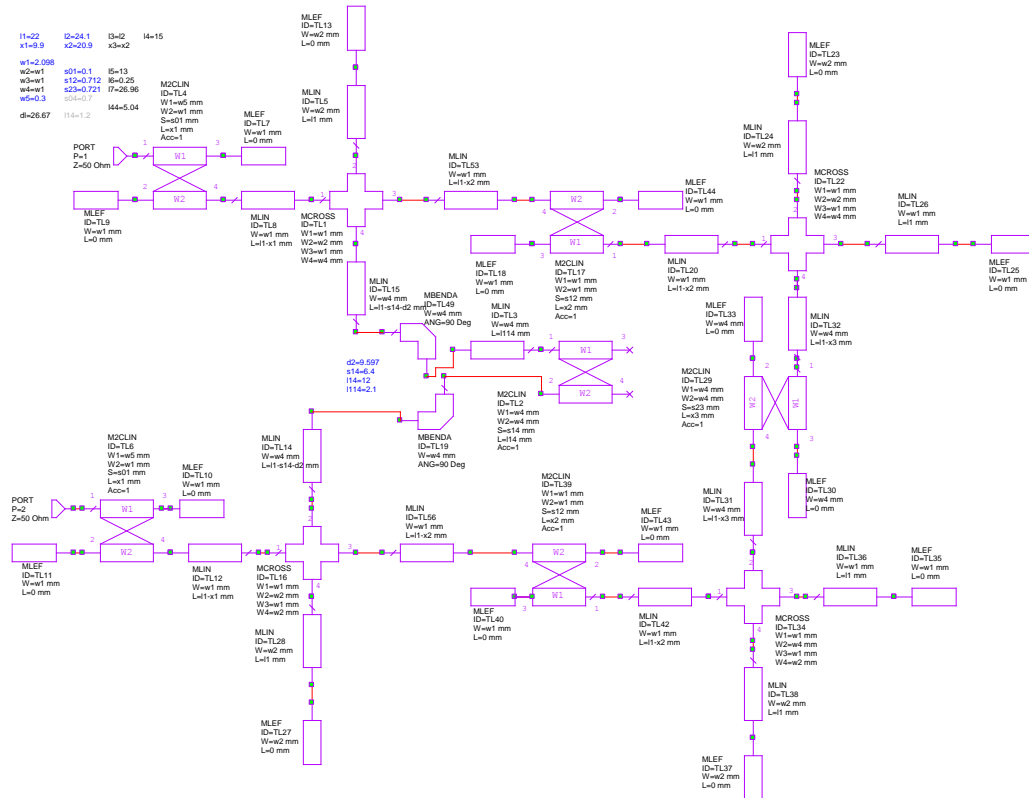
Ahora vamos a cambiar la longitud del tramo de líneas acopladas del acoplamiento cruzado, sin cambiar la longitud de los resonadores para tratar de obtener los cuatro ceros con la misma adaptación.

Otro parámetro que también hemos optimizado es la longitud del acoplamiento de entrada. Tiene un efecto llamativo ya que cambiándolo se mejora la adaptación de las frecuencias un poco más bajas o más altas, de modo que para cierta longitud, el S_{11} se hace simétrico, que es lo interesante.

También la anchura (impedancia) del desfaseador. Parece que funciona mejor en una banda más ancha si su impedancia es alta, más alta que la de los resonadores. Esto está totalmente relacionado con el desfaseador que hemos utilizado.

5.4.7 Séptima aproximación

A través de varios diseños, hemos comprobado que al añadir el desfaseador de Schiffman en una de las ramas, hace que esta sea demasiado diferente de la otra. Este hecho hace que sea muy complicado adaptar el filtro. Por este motivo vamos a probar a hacer el acoplamiento cruzado con un carácter eléctrico o capacitivo (las líneas del acoplamiento cruzado estén acopladas con sus extremos en la misma dirección). Como el resto de los acoplamientos tienen un carácter magnético o inductivo estamos introduciendo ya la diferencia de fase.



ESQUEMÁTICO 41. SÉPTIMA APROXIMACIÓN DEL FILTRO FINAL

Respuesta frecuencial I

Con este filtro obtenemos la siguiente respuesta en frecuencia:

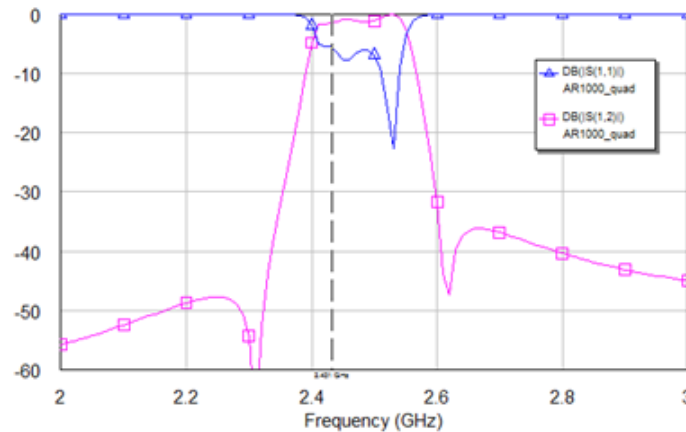


GRÁFICO 70. RESPUESTA FRECUENCIAL DE LA SÉPTIMA APROXIMACIÓN

Efectivamente se consigue un acoplamiento negativo pero perdemos la ventaja de la adaptación respecto al filtro anterior.

En este caso también podemos comprobar que se trata de un filtro realizable viendo la forma del layout resultante:

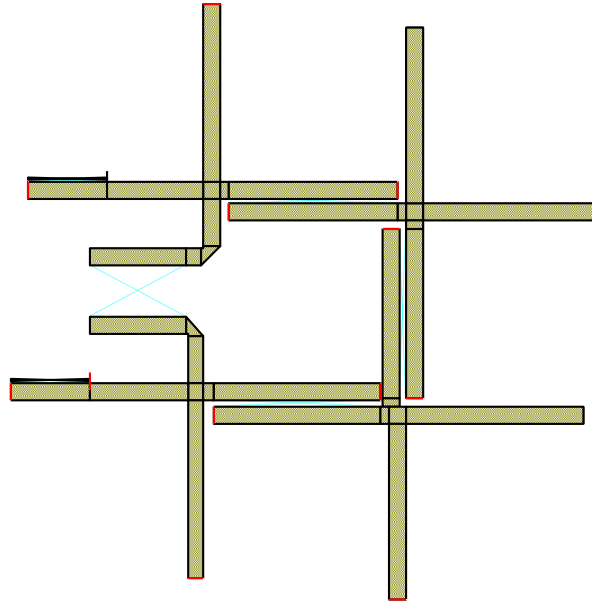
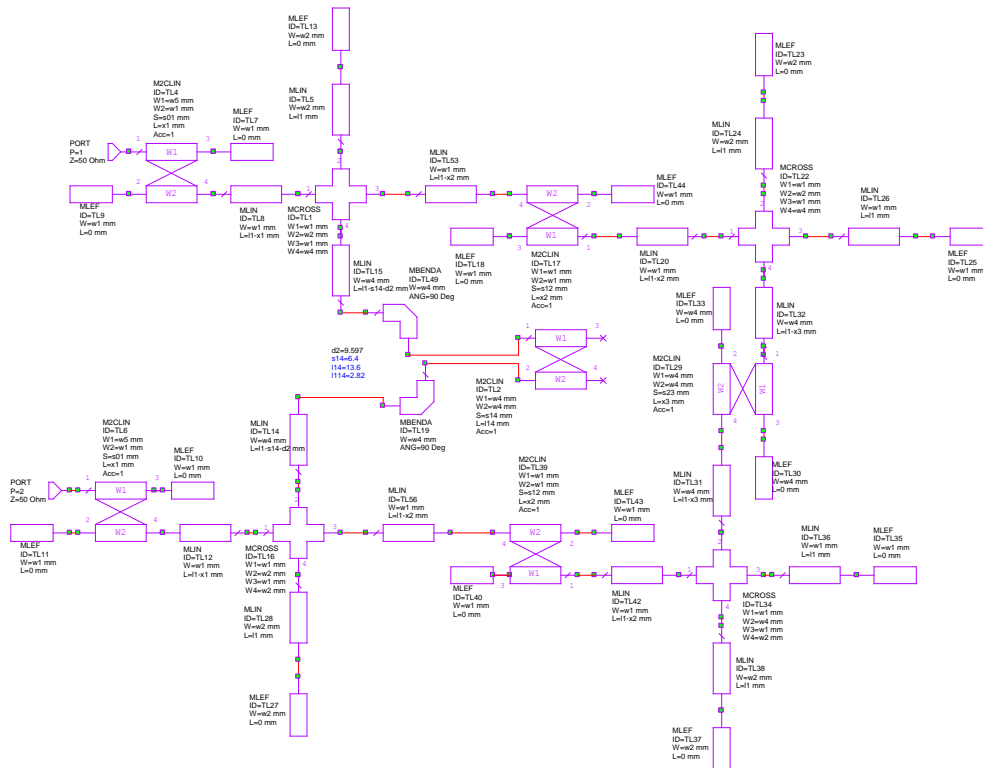


FIGURA 30. DISEÑO DE LA SÉPTIMA APROXIMACIÓN DEL FILTRO FINAL.

Si tratamos de mantener la simetría, es decir, hacemos que los resonadores 1 y 4 tengan el brazo del acoplamiento 14 igual de largo la respuesta mejora:



ESQUEMÁTICO 42. SÉPTIMA APROXIMACIÓN II DEL FILTRO FINAL

Respuesta frecuencial II

Efectivamente comprobamos que la respuesta ha mejorado ya que tenemos una adaptación de unos 13 dB. Pero no tenemos una respuesta equirrizada debido a que el acoplamiento de entrada es menor de lo necesario para obtener dicha respuesta:

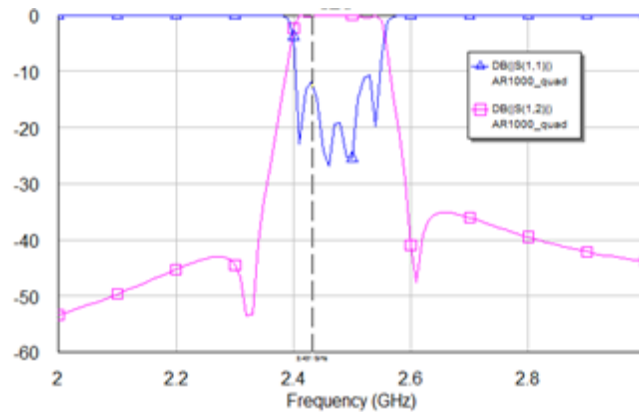


GRÁFICO 71. RESPUESTA FRECUENCIAL DE LA SÉPTIMA APROXIMACIÓN II

Además no encaja el layout:

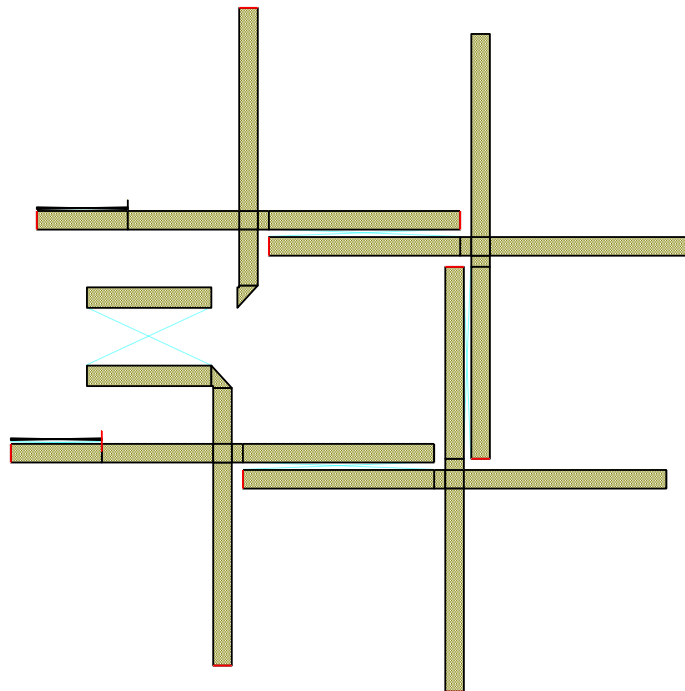
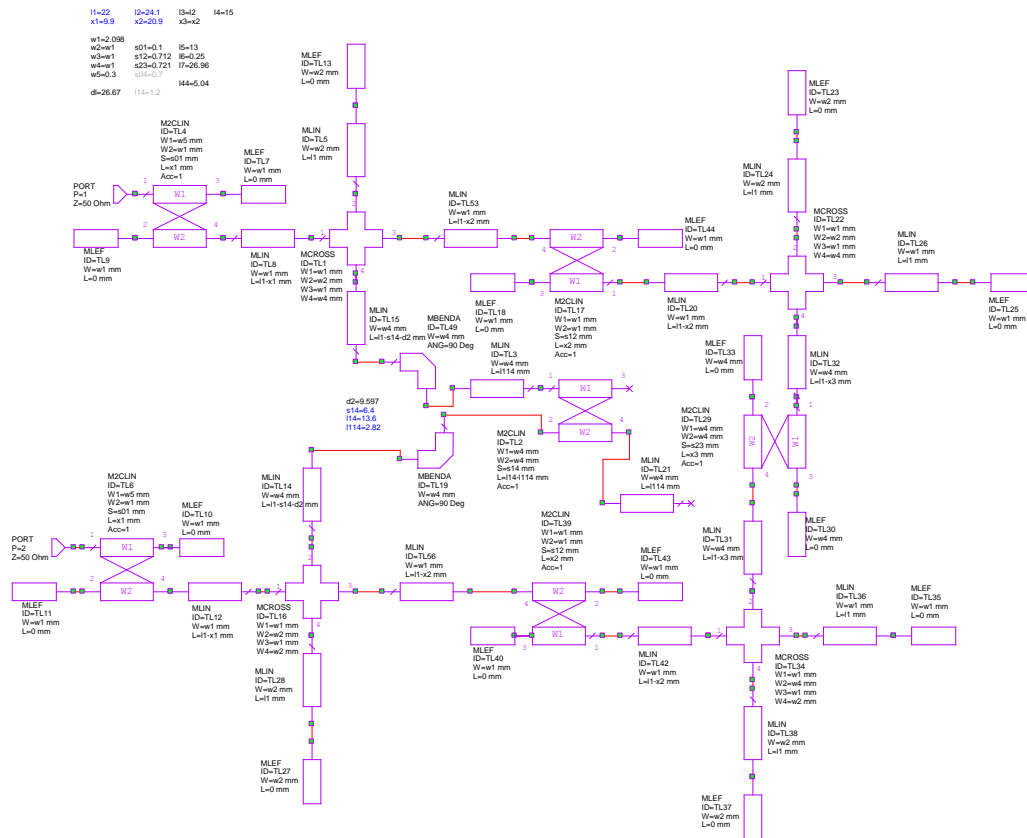


FIGURA 31. DISEÑO DE LA SÉPTIMA APROXIMACIÓN II DEL FILTRO FINAL.

Como hemos mencionado anteriormente, la simetría de los resonadores es esencial ya que si las frecuencias de resonancia de los dos resonadores de entrada son diferentes hemos podido comprobar que no funciona. Por ello vamos a hacer los brazos de los resonadores de igual longitud introduciendo un tramo de línea en el trozo

que no encaja del diseño anterior y el mismo tramo de línea en el extremo opuesto del resonador.

Para no modificar la respuesta obtenida restamos la longitud del tramo introducido a los resonadores:



ESQUEMÁTICO 43. SÉPTIMA APROXIMACIÓN III DEL FILTRO FINAL

Respuesta frecuencial III

Seguimos manteniendo los problemas del diseño anterior:

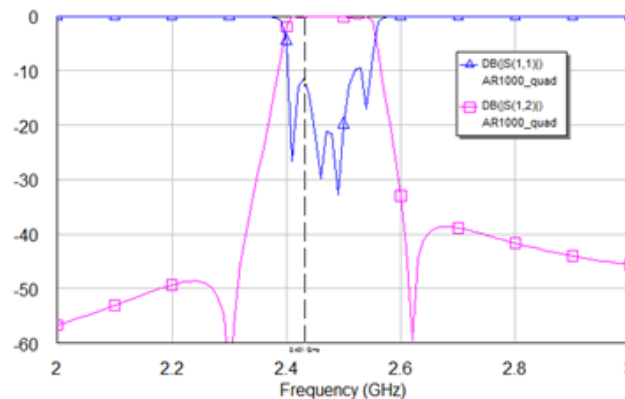


GRÁFICO 72. RESPUESTA FRECUENCIAL DE LA SÉPTIMA APROXIMACIÓN III

A pesar de que ahora el layout encaja perfectamente:

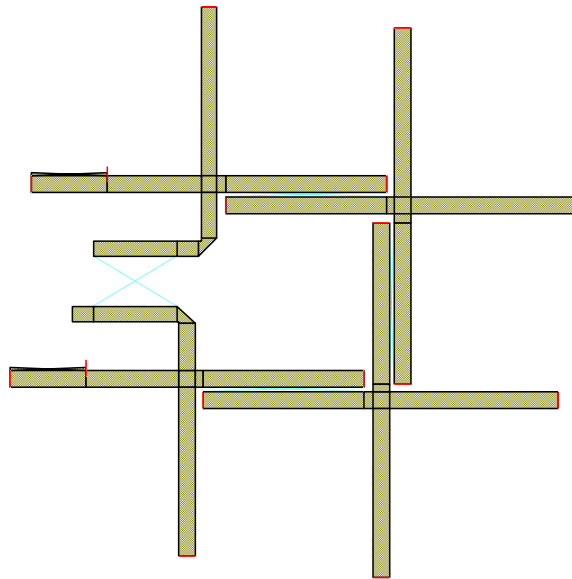


FIGURA 32. DISEÑO DE LA SÉPTIMA APROXIMACIÓN III DEL FILTRO FINAL.

De hecho vemos que tomados por separado, los dos resonadores de entrada tienen exactamente la misma forma, son iguales. La única diferencia es la posición del tramo acoplado respecto a cada resonador.

Y en cuanto al factor de calidad:

$$Q = \frac{f_0}{B_w} = \frac{2,46}{2,55 - 2,38} = 14,47$$

5.5 Diseño de los acoplamientos de entrada

Ahora tenemos una última cuestión que resolver, los acoplamientos de entrada están demasiado juntos y por ello va a ser muy difícil su realización, por ello vamos a probar dos técnicas diferentes:

5.5.1 Solución 1. Líneas acopladas de alta impedancia

Vamos a intentar estrechar también el otro tramo del acoplamiento de entrada, quedando un diseño similar al siguiente esquema:

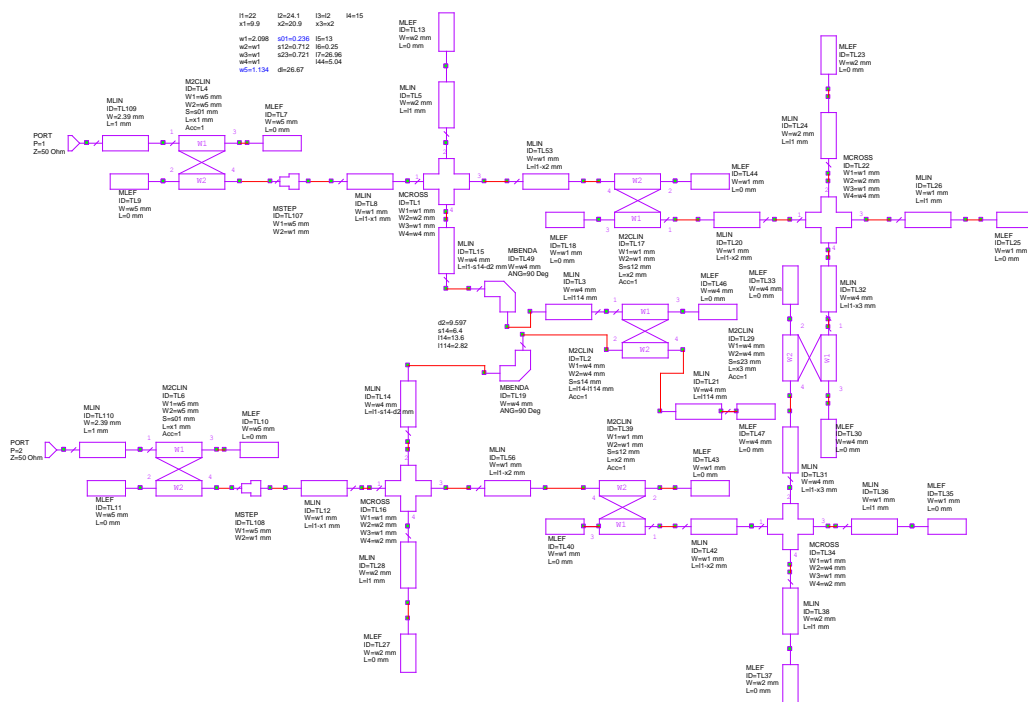
tramo de línea de 50 ohmios
para poner los conectores

Líneas acopladas de entrada

FIGURA 33. SOLUCIÓN 1 PARA ACOPLAMIENTOS DE ENTRADA

Gracias a las líneas de alta impedancia conseguimos acoplamientos mayores.

Con esta solución obtenemos el siguiente diseño:



ESQUEMÁTICO 44. OCTAVA APROXIMACIÓN III DEL FILTRO FINAL CON SOLUCIÓN 1

Respuesta frecuencial

Aplicando esta solución en el acoplamiento de la entrada obtenemos la siguiente respuesta en frecuencia:

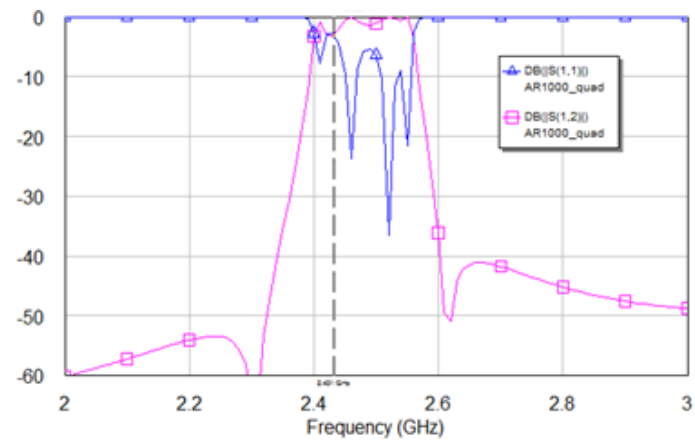


GRÁFICO 73. . RESPUESTA FRECUANCIAL DE LA OCTAVA APROXIMACIÓN CON SOLUCIÓN 1

Y el siguiente Layout:

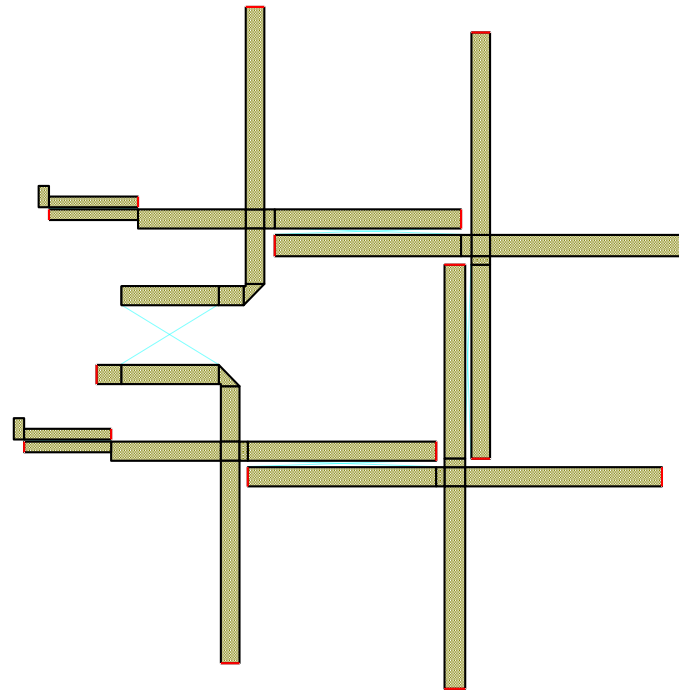


FIGURA 34. DISEÑO DE LA OCTAVA APROXIMACIÓN DEL FILTRO FINAL CON SOLUCIÓN 1.

5.5.2 Solución 2. Líneas interdigitales

También podemos introducir un acoplamiento interdigital de la siguiente forma:

tramo de línea de 50 ohmios
para poner los conectores

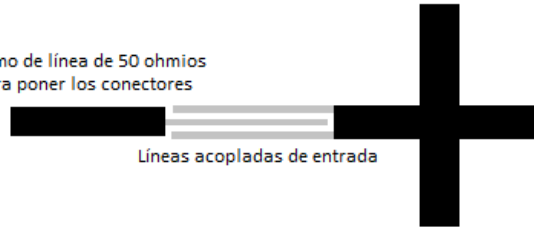
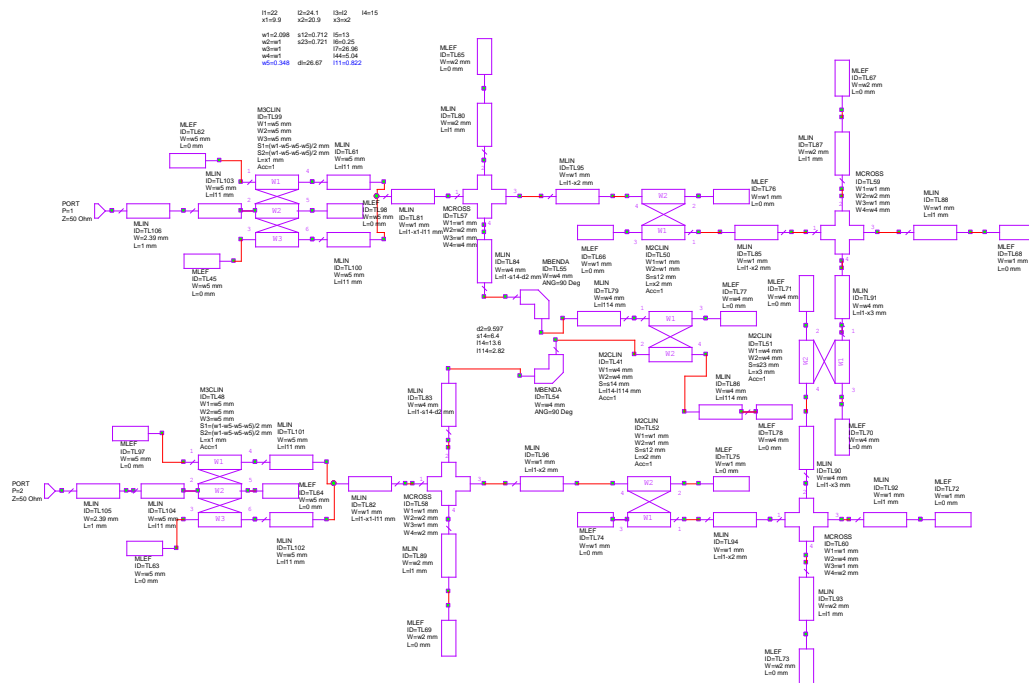


FIGURA 35. SOLUCIÓN 2 PARA ACOPLAMIENTOS DE ENTRADA

El interés de este tipo de acoplamientos es lograr un coeficiente de acoplamiento mayor dadas las limitaciones de anchura de líneas y separaciones.

Introducimos esta solución en las entradas de nuestro filtro:



ESQUEMÁTICO 45. OCTAVA APROXIMACIÓN DEL FILTRO FINAL CON SOLUCIÓN 2

Y así obtenemos el siguiente filtro:

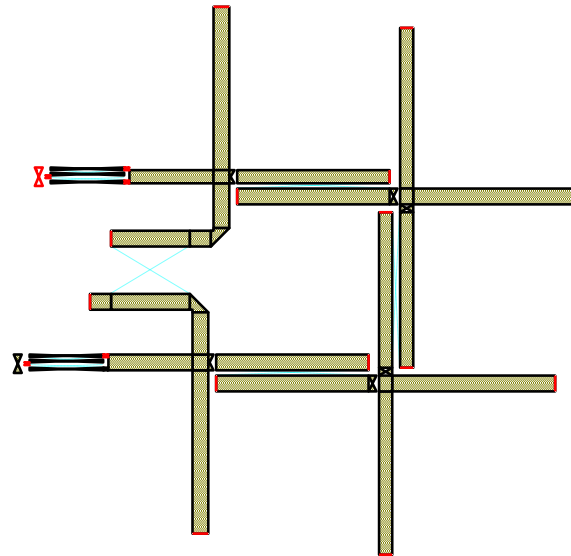


FIGURA 36. DISEÑO DE LA OCTAVA APROXIMACIÓN DEL FILTRO FINAL CON SOLUCIÓN 2.

Podemos hacer un zoom sobre la imagen para ver en más detalle como queda implementada la entrada:

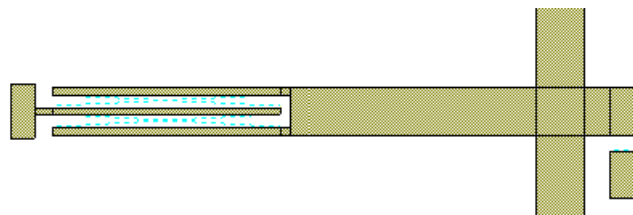


FIGURA 37. ZOOM SOBRE LA ENTRADA DEL FILTRO CON SOLUCIÓN 2

Respuesta frecuencial

Comparando esta respuesta con la obtenida con la solución 1, observamos que esta nos proporciona una mejor adaptación en la banda de paso.

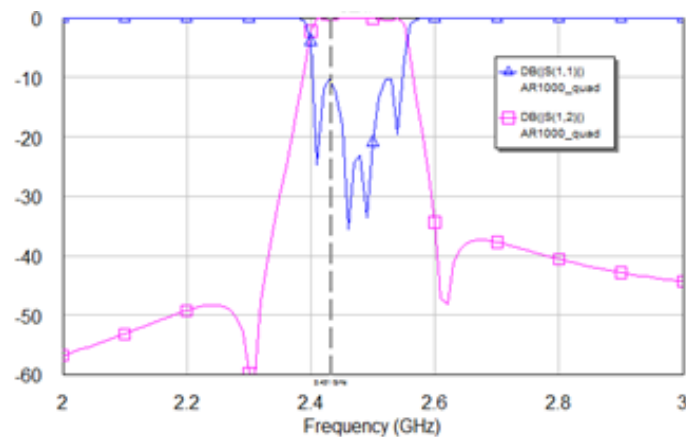


GRÁFICO 74. RESPUESTA FRECUENCIAL DE LA OCTAVA APROXIMACIÓN CON SOLUCIÓN 2

5.5.3 Filtro definitivo

Definitivamente nos quedamos con la segunda solución pero añadimos ciertos cambios:

- Lo adaptamos (mejor de 18 dB) modificando los parámetros s12, s23 y la separación de los acoplamientos de entrada.
- Cambiamos un poco la frecuencia de resonancia de los resonadores 1-4 ya que los acoplamientos de entrada des-sintonizan un poco los resonadores de entrada, y hay que compensar la desviación de frecuencia. De esta forma los resonadores 1-4 se definen con l1 y 2-3 con l2. Si no se hace esto, la adaptación puede quedar asimétrica.
- Ponemos líneas de 50 ohmios en las entradas
- Al no encajar los puertos de la entrada se ha tenido que resolver de forma manual.

Simulación electromagnética:

Con todos los retoques mencionados anteriormente realizamos una simulación electromagnética:

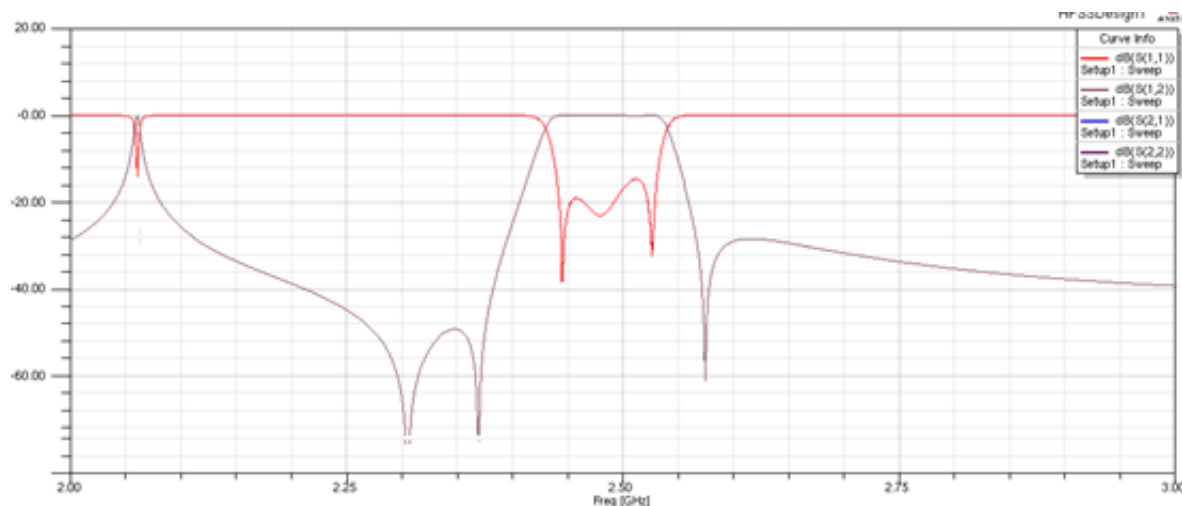


GRÁFICO 75. SIMULACIÓN ELECTROMAGNÉTICA DEL FILTRO DEFINITIVO I

Simulación electromagnética importada en el programa AWR:

Importando los parámetros obtenidos con la simulación electromagnética en el Microwave office®, obtenemos el siguiente comportamiento frecuencial:

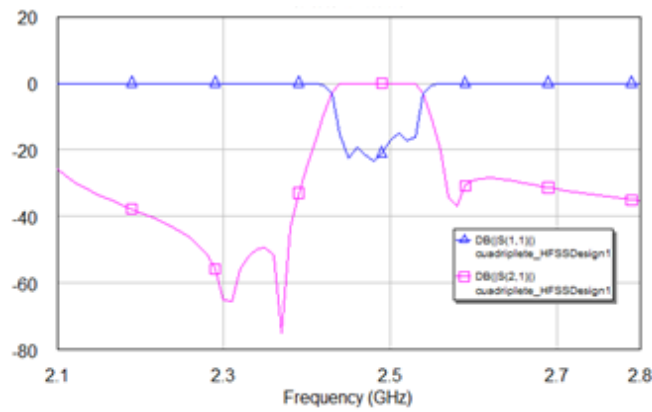
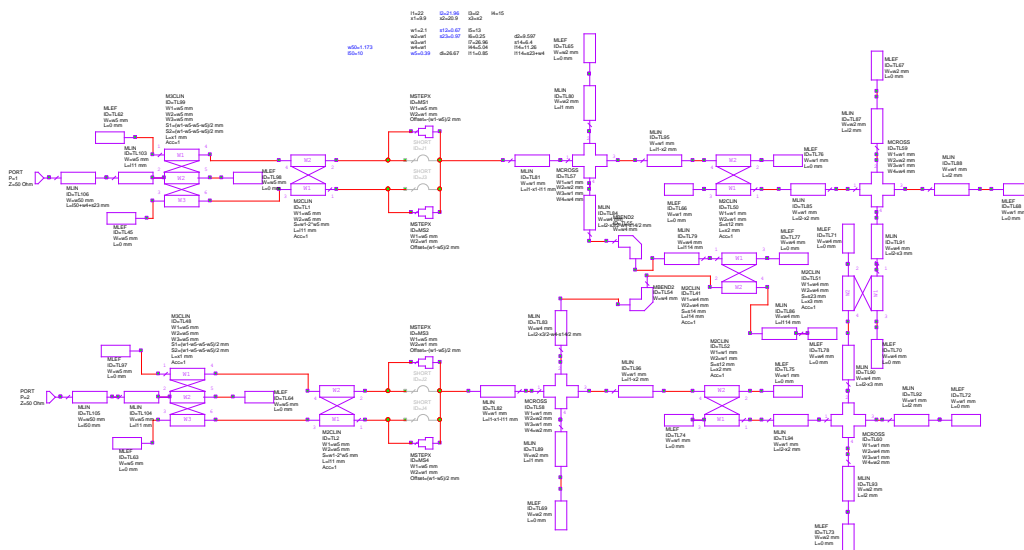


GRÁFICO 76. SIMULACIÓN ELECTROMAGNÉTICA EN AWR

Ahora vamos a utilizar MSTEPX para las uniones asimétricas de líneas, pero en lugar de rellenar los modelos electromagnéticos (lo cual es demasiado costoso en tiempo) utilizaremos valores de epsilon para los que ya vienen calculados de fábrica, y utilizarlos en el parámetro ErNom de MSUB. En nuestro caso ErNom=9.8 o ErNom=10.2.



ESQUEMÁTICO 46. FILTRO DEFINITIVO CON MSTEPX I

Respuesta frecuencial I

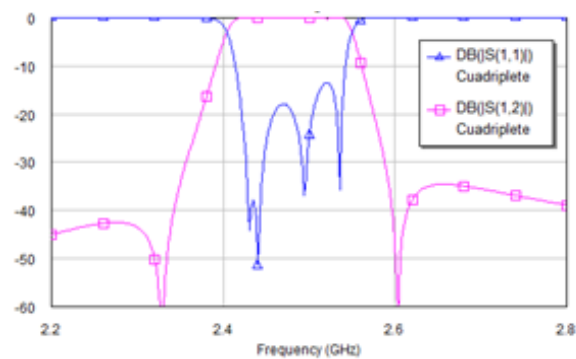
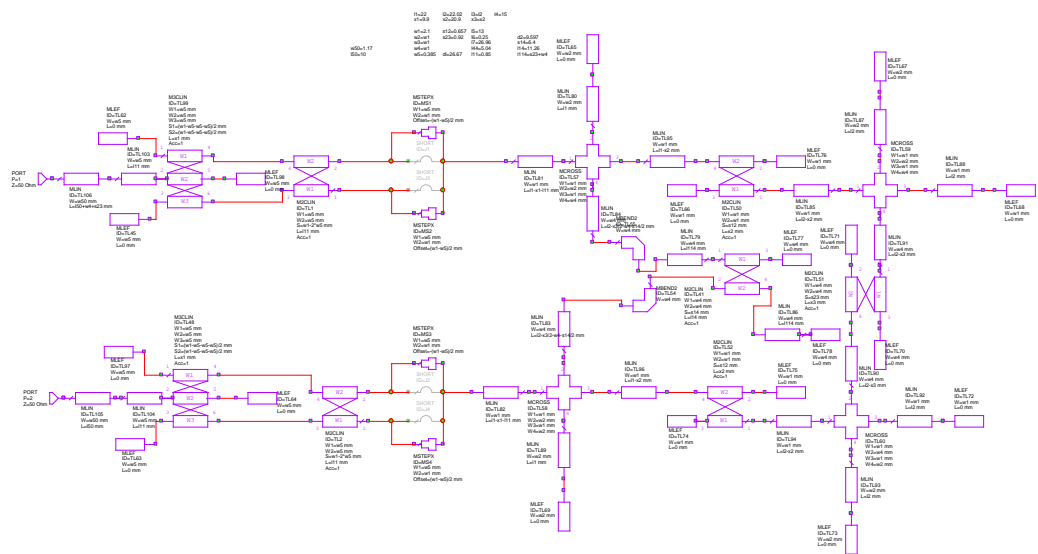


GRÁFICO 77. RESPUESTA FRECUENCIAL DEL FILTRO DEFINITIVO I

Como podemos observar, al poner los MSTEPX, la respuesta ha empeorado y el S11ya no es equirrizado. Vamos a intentar recuperarlo con la herramienta tune:



ESQUEMÁTICO 47. FILTRO DEFINITIVO CON MSTEPX II

Respuesta frecuencial II

Con estas variaciones en los parámetros logramos recuperar la respuesta del filtro:

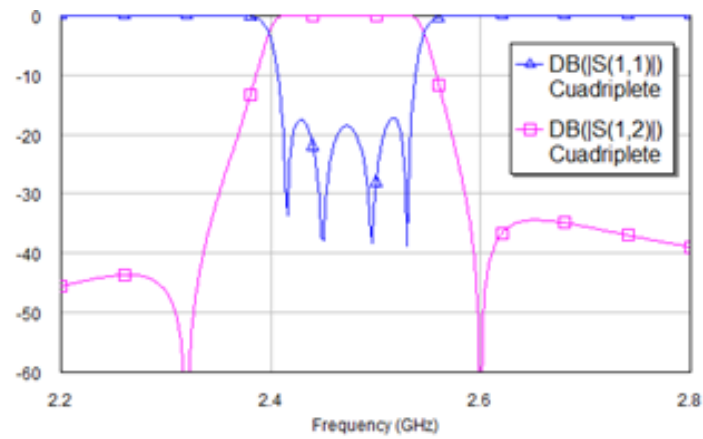


GRÁFICO 78. RESPUESTA FRECUANCIAL DEL FILTRO DEFINITIVO II

Así obtenemos el siguiente filtro:

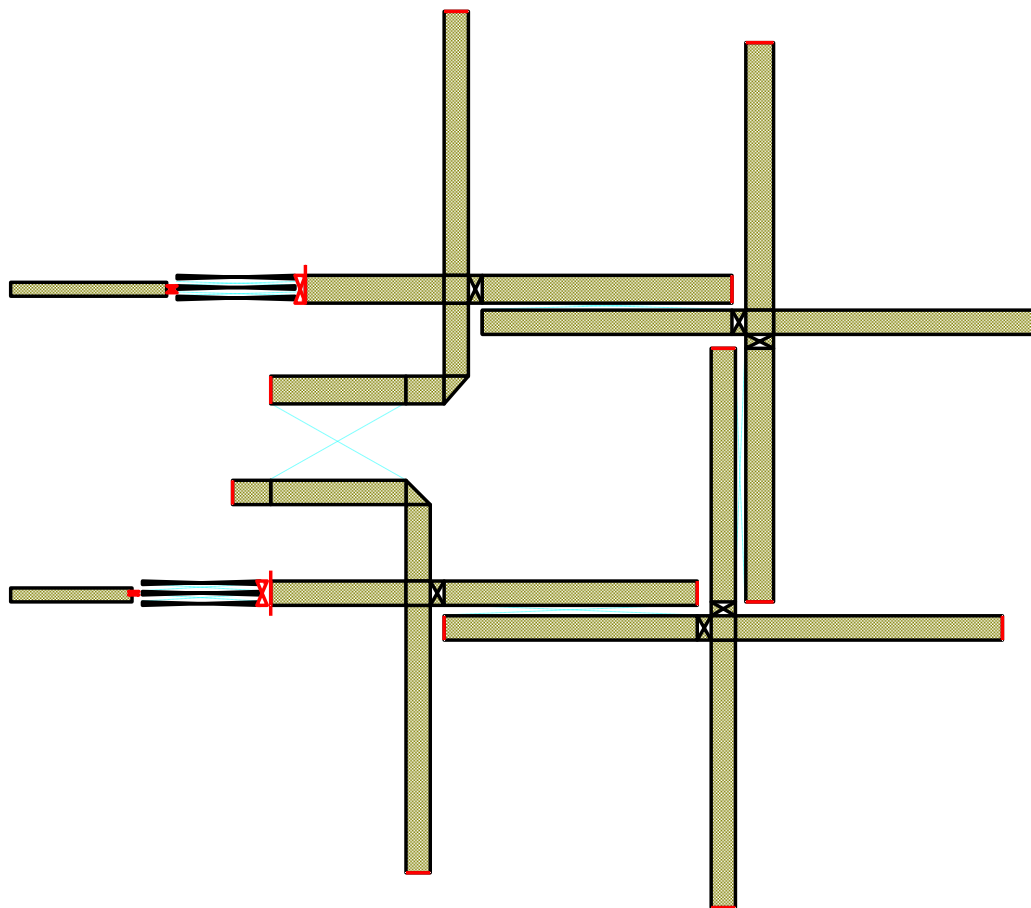


FIGURA 38. DISEÑO DEL FILTRO DEFINITIVO.

Podemos haacer un zoom sobre la imagen para ver en más detalle como queda implementada la entrada:

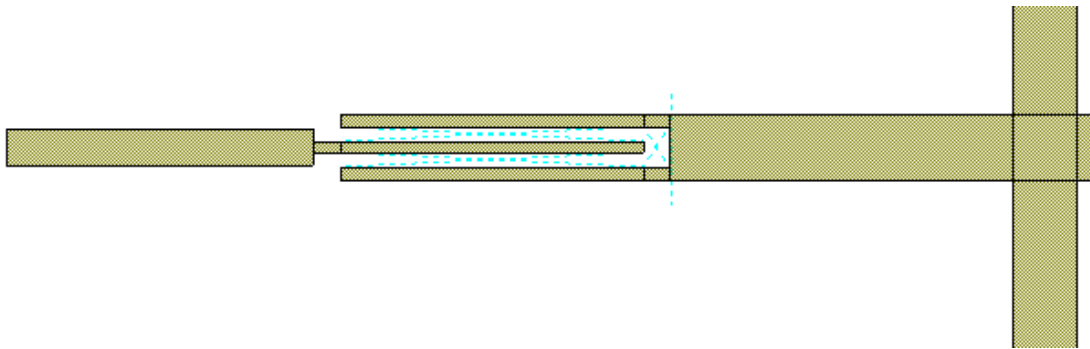


FIGURA 39. ZOOM DE LA ENTRADA DEL FILTRO DEFINITIVO

Con este nuevo diseño realizamos una segunda simulación electromagnética:

Simulación electromagnética importada en el programa AWR:

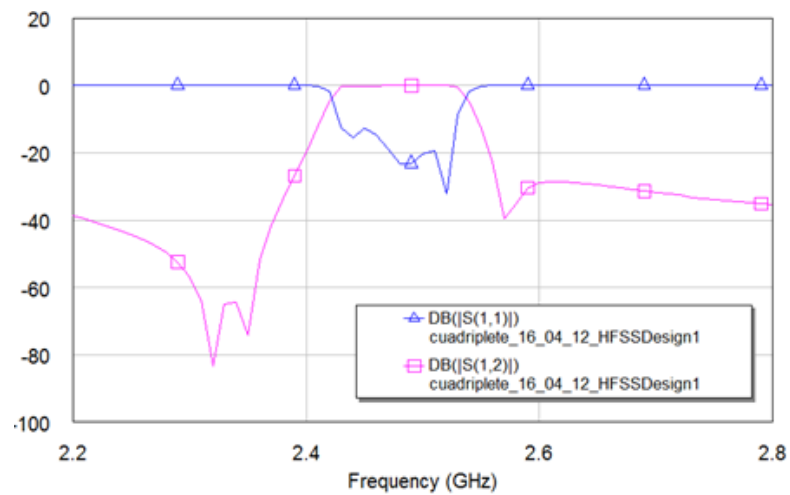


GRÁFICO 79. SIMULACIÓN ELECTROMAGNÉTICA EN AWR DEL FILTRO DEFINITIVO

Filtro resultante:

Y realizamos una representación física del filtro:

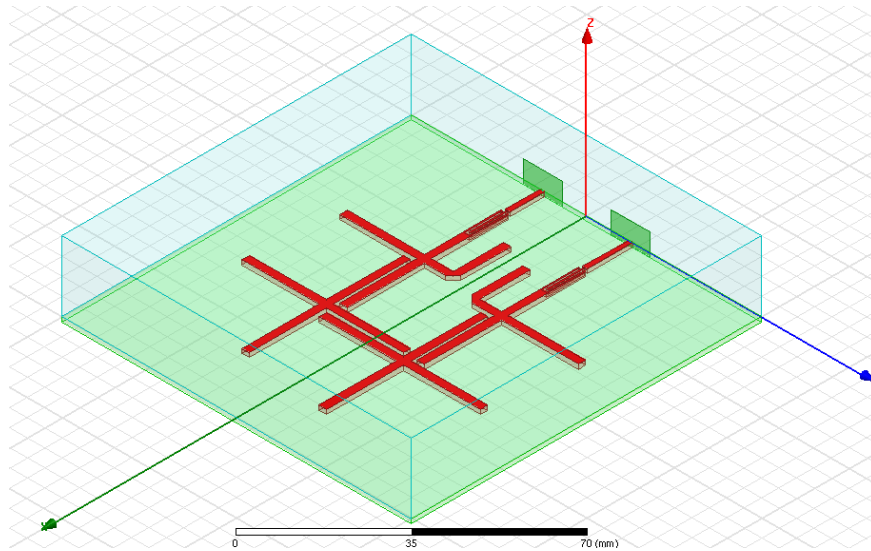


FIGURA 40. REPRESENTACIÓN FÍSICA DEL FILTRO DEFINITIVO I

Retardo de grupo:

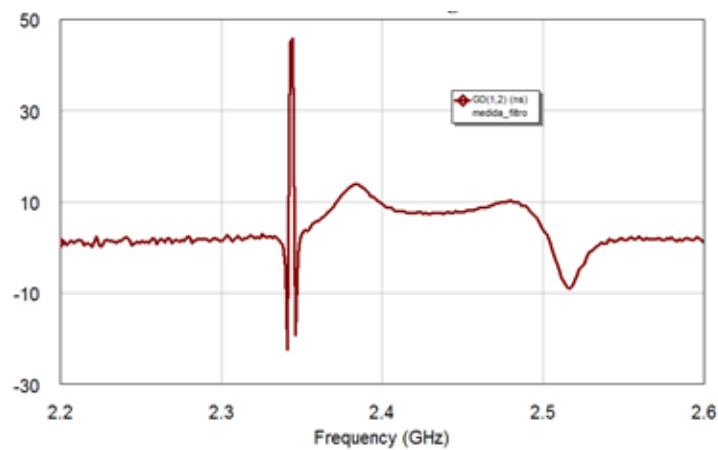


GRÁFICO 80. RETARDO DE GRUPO DEL FILTRO FINAL

Y en cuanto al factor de calidad:

$$Q = \frac{f_0}{B_w} = \frac{2,47}{2,53 - 2,42} = \frac{f_0}{\Delta f} = 22,45$$

Una vez que hemos comprobado que la respuesta del filtro corresponde con un paso banda de orden cuatro, con dos ceros de transmisión laterales, una adaptación en torno a los 17 dB y que este es un filtro realizable, construimos el filtro en el laboratorio.

Capítulo 6

Resultados experimentales

En este capítulo expondremos los resultados tras construir el filtro definitivo en el laboratorio y las mediciones obtenidas con el analizador de redes.

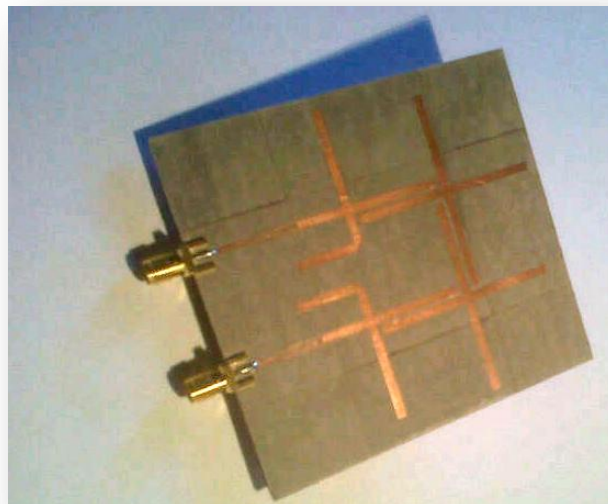
6.1 Cuadruplete paso banda implementado mediante filtros en cruz de orden 4

La figura 40 del capítulo anterior muestra el “layout” correspondiente al esquemático 47 obtenido con Microwave office® y que será utilizado para la fabricación de nuestro prototipo.

Una vez que se han analizado las características del filtro objeto de nuestro estudio, vamos a pasar a estudiar ahora las prestaciones del filtro construido en el laboratorio.

Para ello vamos a utilizar el mismo sustrato con el que hemos realizado las simulaciones, ARLON1000, y técnicas de fresado láser de circuito impreso de una sola capa.

En la imagen 1 se muestra el prototipo construido. La definición de las puertas es la misma que se ha utilizado en las simulaciones.



IMÁGEN 1. PROTOTIPO DEL FILTRO DEFINITIVO

6.1.1 Medida en el laboratorio con el analizador de redes

La mayoría de la experimentación en ingeniería de microondas conlleva medidas de potencia e impedancia. Hasta los años 60, las medidas de circuitos de microondas eran realizadas por instrumentos como los sensores de potencia, el puente de impedancia y cavidades de microondas. Con la aparición del analizador de espectros y el analizador de redes, se produjo una gran revolución en las técnicas de medida para circuitos de alta frecuencia.

Un analizador de redes es un equipo de medición electrónica que permite visualizar en una pantalla las componentes espectrales de las señales presentes en la entrada [8].

Para nuestro análisis hemos utilizado un analizador de barrido, más concretamente la red de microondas Anal 45MHz-50GHz, Agilent HP E8364A:



IMÁGEN 2. MEDIDA DEL FILTRO CON EL ANALIZADOR AGILENT

Tras calibrar el analizador colocamos nuestro filtro y obtenemos las medidas de los parámetros S, las cuales exportamos al Microwave office® obteniendo el siguiente comportamiento frecuencial:

Resultados experimentales del filtro final:

En el gráfico 81 vemos que efectivamente hemos obtenido una respuesta paso banda en la segunda frecuencia de resonancia con dos ceros de transmisión y una atenuación bastante buena:

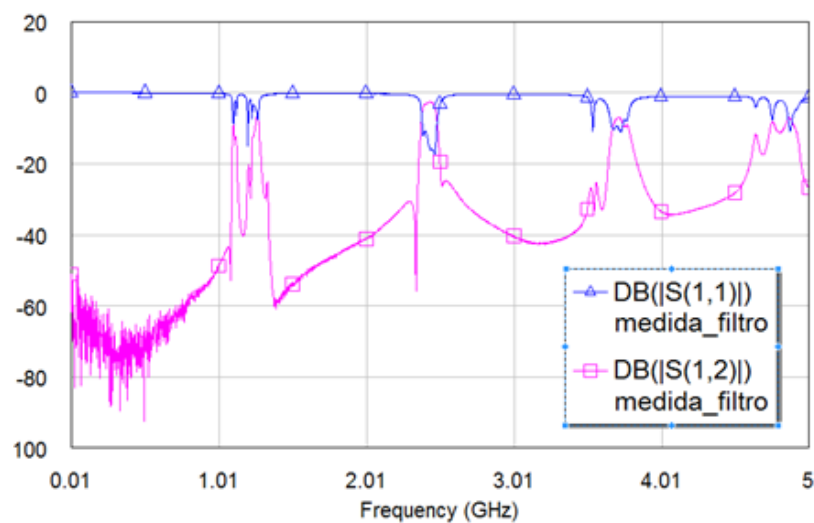


GRÁFICO 81. COMPORTAMIENTO REAL DEL FILTRO DEFINITIVO EN BANDA ANCHA

Claramente apreciamos varias resonancias, producidas por los 4 resonadores (además cada resonador tiene tres frecuencias de resonancia degeneradas).

Si nos fijamos en la primera banda (banda de 1,2 GHz), vemos que no corresponde con la respuesta de un filtro paso banda.

Resultados experimentales vs resultados obtenidos en la simulación:

Para poder apreciar con mayor detalle la respuesta del filtro, hacemos una representación en banda estrecha, en la cual apreciamos que hemos obtenido una adaptación mejor de 10 dB:

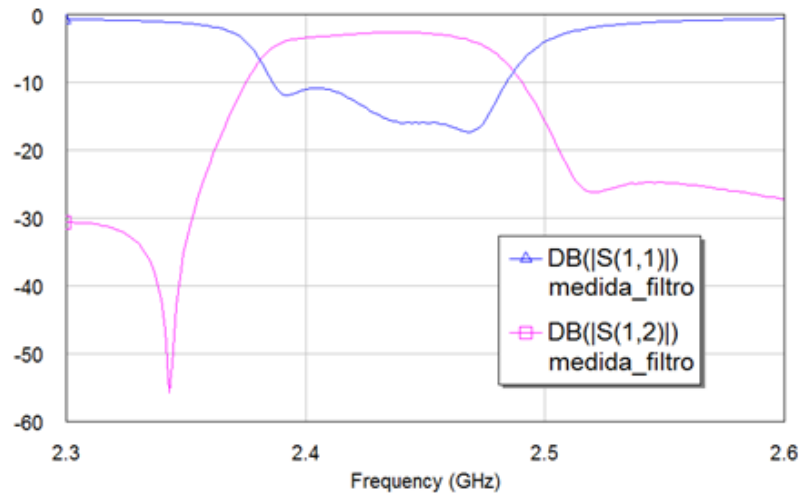


GRÁFICO 82. COMPORTAMIENTO REAL DEL FILTRO DEFINITIVO EN BANDA ESTRECHA

CARACTERÍSTICAS PRINCIPALES DE FILTRO REAL:

- Ancho de banda: $f_1 = 2,38$ GHz y $f_2 = 2,48$ GHz luego BW = 0,1 GHz
- Frecuencia central (o frecuencia de resonancia): $f_0 = 2.4289$ GHz
- Posición de los ceros de transmisión: $f_{z1} = 2.3427$ GHz y $f_{z2} = 2.518$ GHz
- Factor de calidad descargado:

Para calcular una estimación de este parámetro se ha diseñado el modelo circuital del filtro (que no es otra cosa que un conjunto de inversores y resonadores LC con la resistencia de pérdidas R en paralelo) y se han superpuesto las gráficas de ambos circuitos con el fin de encontrar la R que haga que las pérdidas de dichas gráficas sean iguales. De esta manera:

$$Q_u = \text{aproximadamente } 180$$

Para verificar esta aproximación hemos calculado también este factor con el simulador electromagnético HFS, con lo que hemos obtenido un valor de en torno a 200.

Comparamos dichos resultados con los obtenidos en la simulación de nuestro prototipo. Para ello hacemos una representación gráfica en la que mostramos la

superposición de ambas respuestas (en magenta vemos la respuesta real y en azul la respuesta de la simulación electromagnética):

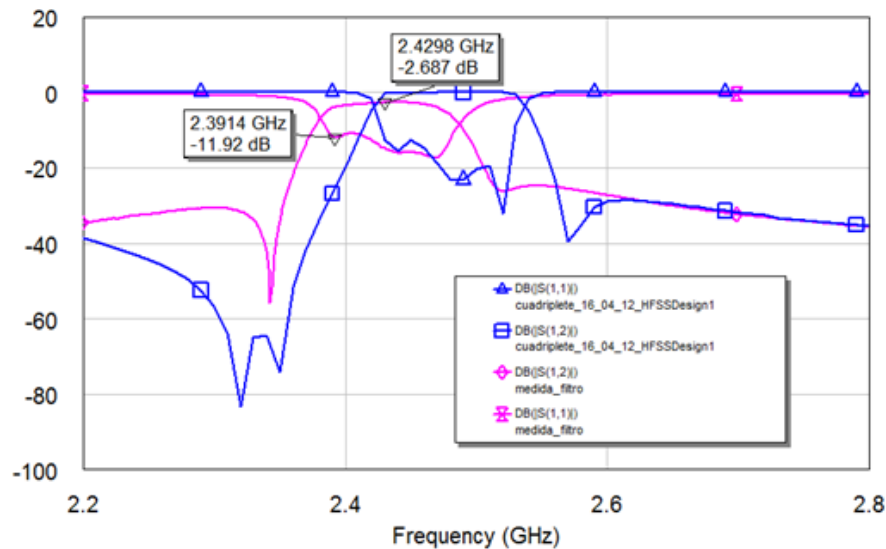


GRÁFICO 83. SUPERPOSICIÓN DE MEDIDAS TEÓRICAS Y REALES

De esta forma podemos apreciar varios comportamientos:

- En primer lugar, la respuesta se ha desplazado ligeramente hacia las frecuencias inferiores (Unos 0.2 GHz). Pero finalmente el filtro queda centrado en los 2.4 GHz. Este desplazamiento puede ser debido a:
 - o La tolerancia del ϵ del sustrato (tolerancia $\pm 0,35$) que supone una modificación del 5%
 - o Efecto de la fresadora que puede hacer cortes y meter más aire (ϵ efectivo cambia notablemente)
 - o Debido al calor de la fresadora cambian las propiedades del material.
- Al igual que ocurría en las simulaciones, el cero de transmisión derecho es menos pronunciado que el cero de transmisión izquierdo.
- La atenuación de la frecuencia en la banda de rechazo es peor, al igual que la transmisión en la banda de paso.
- La pendiente de ambas respuestas es más o menos la misma.

Capítulo 7

Conclusiones

7.1 Conclusiones

Uno de los objetivos del proyecto era comenzar un trabajo en el campo de microondas, más concretamente en el diseño de filtros.

Para concluir este Proyecto Fin de Carrera se exponen las conclusiones obtenidas a lo largo de todo el trabajo.

Para el desarrollo del trabajo, se optó por el diseño de un filtro paso banda de orden 4 con acoplamientos cruzados y dos ceros de transmisión que mejorasen la selectividad del mismo sin necesidad de aumentar el orden (lo cual conllevaría mayor tamaño, más pérdidas...). Finalmente se decidió implementarlo mediante filtros en cruz, lo cual nos llevó a trabajar en la segunda banda de paso.

El estudio de circuito final buscaba tanto el diseño como la implementación física en el laboratorio, acompañada de una evaluación práctica.

Al comienzo de esta memoria se introdujeron todos los conceptos cuyo conocimiento era necesario para la comprensión del posterior trabajo. Posteriormente, en el capítulo 4, fuimos evolucionando desde un filtro ideal paso banda, pasando por filtros en cruz de orden 1 hasta llegar a los filtros de orden 3 para terminar en las configuraciones de cuádruple. Finalmente se implementó el filtro resultante sobre tecnología impresa.

Con este diseño se obtuvo, en las simulaciones, valores del coeficiente de reflexión (S_{11}) por debajo de 18dB, que experimentalmente se considera una adaptación satisfactoria.

Por otro lado unos valores de transmisión (S_{21}) entorno a los 0 dB, que es justamente el valor buscado.

En cuanto a las medidas experimentales obtenidas en el laboratorio, podemos señalar que se ha mantenido el valor del coeficiente de reflexión (S_{11}) por debajo de 11dB y un valor de transmisión (S_{21}) entorno a los 2.6 dB. También cabe destacar que hemos mantenido los dos ceros de transmisión y el filtro se encuentra centrado en 2.4 GHz.

La disposición de los ceros de transmisión obtenidos es claramente asimétrica respecto al centro de la banda de paso. Esto permite tratar la selectividad del filtro de un modo diferente en cada uno de los dos límites de la banda.

Las conclusiones obtenidas del global del proyecto son también bastante interesantes, ya que hemos comprobado la facilidad de obtener acoplamientos negativos (en la séptima aproximación del filtro final), hemos visto que los resonadores en cruz funcionan perfectamente y nos facilitan la construcción del acoplamiento cruzado (debido a la flexibilidad que proporcionan). La única pega de estos resonadores es el tamaño por la necesidad de trabajar en la segunda frecuencia de resonancia.

Además con el cálculo del factor de calidad descargado, hemos visto que este tipo de filtros nos proporcionan Q_u más grandes de lo que le corresponde.

Para continuar el trabajo realizado en este proyecto y dada la multitud de técnicas y tecnologías existentes en la banda de frecuencias de microondas milimétricas, se propone realizar el mismo tipo de diseño en stripline y comparar los resultados con los obtenidos en el presente trabajo.

Una opción diferente podría consistir en implementar la configuración de líneas acopladas sobre una estructura microstrip multicapa.

También se puede tratar de construir un filtro con las mismas características con un orden superior, o tratar de miniaturizarlo.

Finalmente mencionar que una de las mayores dificultades encontradas durante el proyecto fue la de encontrar los dos ceros de transmisión laterales en la Chebichev generalizada junto con la adaptación necesaria.

Capítulo 8

Presupuesto

En esta sección mostraremos el presupuesto total del proyecto, desglosado en diferentes secciones:

La mayor parte del coste de este presupuesto corresponde al coste de personal. También hay que tener en cuenta el precio de la herramienta software con la que se ha desarrollado el proyecto, Microwave office®. El precio de la licencia de este programa ronda los 15.000 euros.

En la página siguiente mostramos el diagrama de Gantt con las diferentes tareas realizadas durante los 14 meses de duración del proyecto.

Como cierre de este capítulo, se adjunta el presupuesto de realización del proyecto, así como su importe total.

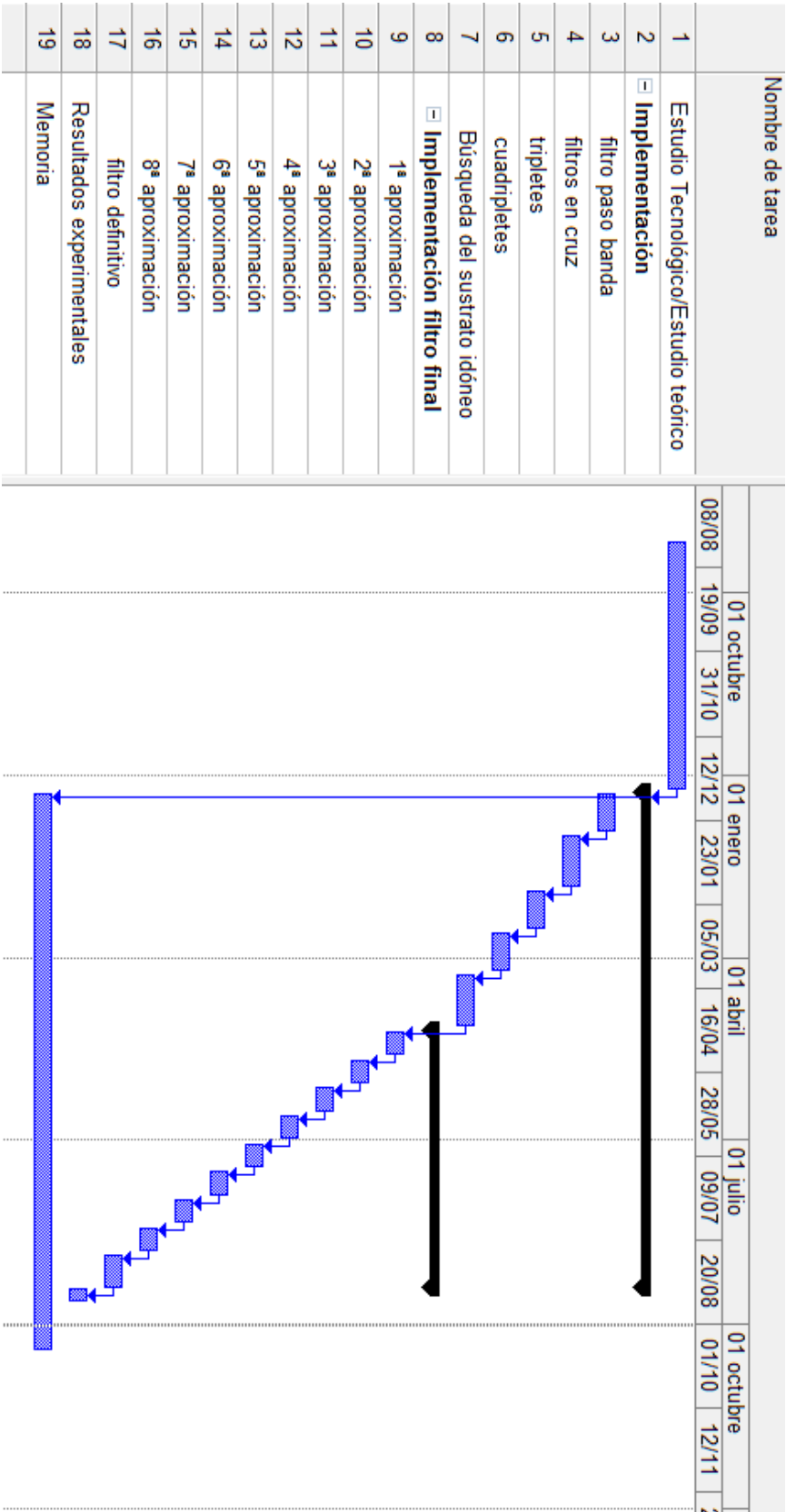


FIGURA 41. DIAGRAMA DE GANTT DEL PROYECTO

PRESUPUESTO

1. Autor: María Rodríguez García

2. Departamento: TEORÍA DE LA SEÑAL Y COMUNICACIONES (ESCUELA POLITÉCNICA)
UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID

3. Descripción del proyecto:

3.1 Título DISEÑO DE FILTROS PASO BANDA EN MICROONDAS CON LINEAS ACOPLADAS

3.2 Duración (meses): 14

3.3 Tasa de costes indirectos: 20% (incluye transportes y gastos extras)

4. Desglose presupuestario (Costes directos):

Personal

Apellidos y nombre	N.I.F.	Categoría	Dedicación [hombres mes] a)	Coste hombre/mes	Coste (Euro)	Firma de conformidad
Rodríguez García, María		Ingeniero	6,4	2.694,39	17244,096	
García Lamperez, Alejandro		Ingeniero Senior	0,29	4.289,54	1243,9666	
Total					18.488,06 €	

a) 1 Hombre mes = 131,25 horas. Máximo anual de dedicación de 12 hombres mes (1575 horas)
Máximo anual para PDI de la Universidad Carlos III de Madrid de 8,8 hombres mes (1.155 horas)

Equipos

Descripción	Coste (Euro)	% Uso dedicado proyecto	Dedicación (meses)	Periodo de depreciación	Coste imputable b)
Ordenador para pruebas	450	30%	14	60	31,50 €
Analizador de redes	50.000	1%	0,033	60	0,28 €
Portátil de trabajo	200	50%	14	60	23,33 €
Licencia Microwave office	15.000	100%	11	60	2.750,00 €
Total					2.805,11 €

b) Fórmula de cálculo de la Amortización:

$$\frac{A}{B} \times C \times D$$

A = nº de meses desde la fecha de facturación en que el equipo es utilizado
B = periodo de depreciación (60 meses)
C = coste del equipo (sin IVA)
D = % del uso que se dedica al proyecto (habitualmente 100%)

Subcontratación de tareas

Descripción	Empresa	Coste imputable
Total		0,00 €

Otros costes directos del proyecto c)

Descripción	Empresa	Coste imputable
		Total
		0,00 €

c) Este capítulo de gastos incluye todos los gastos no contemplados en los conceptos anteriores, por ejemplo: fungible, viajes y dietas, otros,...

5. Resumen de costes

Presupuesto Costes Totales	Costes Totales
Personal	18.488,06 €
Amortización	2.805,11 €
Subcontratación de tareas	0,00 €
Costes de funcionamiento	0,00 €
Costes Indirectos	4.258,63 €
Total	25.551,81 €

Se concluye finalmente que el presupuesto total de este proyecto asciende a la cantidad de 25.551,81 Euros.

Leganés a 20 de Octubre de 2012

El ingeniero proyectista

Fdo. María Rodríguez García

Capítulo 9

Referencias

- [1] D. M. Pozar, "Microwave Engineering" . 2nd ed. pp 422-496. John Wiley & Sons, Inc, 1998.
- [2] G.I. Matthaei, L. Young, E.M.T. Jones: " Microwave Filters, Impedance Matching Networks, and coupling structures " . New York: McGraw-Hill Book Company, 1964.
- [3] R.E. Collin: "Foundations for Microwave Engineering" . 2nd ed. pp 550-647. Ene. 1992.
- [4] Grupo de Radiofrecuencia, UC3M. "filtros en microondas" , Microondas y circuitos de alta frecuencia, Sept. 2009
- [5] F. J. Antón, M. Salazar, "Síntesis de filtros paso banda a resonadores con estructuras basadas en tripletes y cuádrupletes ," Actas del XIV Symposium. Nacional URSI'99, pp. 578{579, Sep. 1999.
- [6] Alejandro García Lampérez, Herramienta de diseño de filtros paso banda de resonadores con topologías de acoplo generalizadas. Proyecto de Fin de Carrera, Universidad Politécnica de Madrid, Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación. Madrid, octubre 2000.
- [7] Alejandro García Lampérez, Magdalena Salazar Palma. High selectivity X-band planar diplexer with symmetrical box-section filters. Dpto. Señales, Sistemas y Radiocomunicaciones, ETSI Telecomunicación, Universidad Politécnica de Madrid.
- [8] Miranda, Sebastián, Sierra y Margineda. " Ingeniería de Microondas. Técnicas experimentales." Prantice Hall
- [9] R. Cameron, C. Kudsia and R. Mansour. Microwave filters for communication systems: fundamentals, design and applications. Wiley Interscience, 2007.